

RONIERE HENRIQUE DE OLIVEIRA

**ESTUDO DA VIABILIDADE DA UTILIZAÇÃO DE FILTROS
PASSIVOS NA FILTRAGEM DE 3ª HARMÔNICA DE CORRENTE
EM TRANSFORMADORES DE DISTRIBUIÇÃO**

FLORIANÓPOLIS
2010



UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM
ENGENHARIA ELÉTRICA



INSTITUTO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA

**ESTUDO DA VIABILIDADE DA UTILIZAÇÃO DE FILTROS
PASSIVOS NA FILTRAGEM DE 3ª HARMÔNICA DE CORRENTE
EM TRANSFORMADORES DE DISTRIBUIÇÃO**

Dissertação Submetida à Universidade
Federal de Santa Catarina como parte dos
requisitos para obtenção do grau de
Mestre em Engenharia elétrica.

RONIERE HENRIQUE DE OLIVEIRA

Florianópolis, dezembro de 2010.

ESTUDO DA VIABILIDADE DA UTILIZAÇÃO DE FILTROS PASSIVOS NA FILTRAGEM DE 3ª HARMÔNICA DE CORRENTE EM TRANSFORMADORES DE DISTRIBUIÇÃO

RONIERE HENRIQUE DE OLIVEIRA

‘Esta Dissertação foi julgada adequada para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em *Eletrônica de Potência e Acionamento Elétrico* e, aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina’.

Prof. Enio Valmor Kassick, Dr.
Orientador

Prof. Roberto de Souza Salgado, Dr.
Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora:

Prof. Enio Valmor Kassick, Dr.
Presidente

Prof. Pedro Armando da Silva Jr, Dr.

Prof. Walter Carpes Pereira Junior, Dr.

*Aos meus pais,
Otaídes e Luzia Cleonice*

AGRADECIMENTOS

Primeiramente, a Deus pela saúde, força, inteligência e tudo que consegui.

À minha família pelo amor, investimento, apoio e compreensão, durante todos os momentos de minha caminhada.

Ao meu Orientador, Prof. Kassick, pelo tema, pela oportunidade, orientação e, por todos os momentos de dúvidas, encontrei sua porta sempre aberta.

À Juliana Eyng, Roberto “Beto” e, novamente, Prof. Kassick pelas correções realizadas no texto dessa dissertação.

Aos meus nobres colegas de mestrado, jovens brilhantes, Roberto Coelho, Mateus Maccarini, Gabriel Tibola, Rodrigo da Silva, Gláucio Hax, Tiago Jappe, Gierri Waltrich, Bruno Dupczak, Gustavo Flores e Josué Dias, pelos conselhos, aprendizados, churrascos, alegrias. E aos demais colegas estudantes do INEP, agradeço aos momentos de convívio, atenção e aos empréstimos de materiais.

A todos professores do Inep: Ivo Barbi, Denizar Cruz Martins, Hari Bruno Mohr, João Carlos dos Santos Fagundes, Arnaldo José Perin, Sammir Ahmad Mussa, Marcelo Lobbo pelos ensinamentos e pela excelência técnica de cada um.

Ao competente corpo técnico do INEP: Coelho, Pacheco, Regina, pelo apoio.

Aos membros da banca que contribuíram muito com as correções desse trabalho Prof. Pedro Armando da Silva Jr e Prof. Walter Carpes Pereira Junior.

A todos brasileiros que, com seus impostos, contribuíram para que o CNPq, o CTC e a UFSC tivessem recursos técnicos e financeiros para realização desse trabalho.

Se é impossível ou não, descubra você mesmo.
Roniere H. de Oliveira

Resumo da Dissertação apresentado à UFSC como parte dos Requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre em engenharia Elétrica.

ESTUDO DA VIABILIDADE DA UTILIZAÇÃO DE FILTROS PASSIVOS NA FILTRAGEM DE 3ª HARMÔNICA DE CORRENTE EM TRANSFORMADORES DE DISTRIBUIÇÃO.

RONIERE HENRIQUE DE OLIVEIRA

Dezembro/2010

Orientador: Prof. Enio Valmor Kassick, Dr.

Área de Concentração; Eletrônica de Potência e Acionamento Elétrico

Palavras Chave: Qualidade de Energia, Harmônicas, Filtros Sintonizados

Número de Páginas: 174

Resumo:

Este trabalho é fruto de intensas observações do comportamento de sistemas de distribuição, em baixa tensão, onde tem-se constatada a falta de estudos mais aprofundados sobre o tema de harmônicas, sobretudo a 3ª harmônica de corrente. Aqui pretende-se mostrar a relevância da 3ª harmônica de corrente em sistemas comerciais e residenciais, no que diz respeito às distorções harmônicas dos sinais de tensão e corrente. Para isso, análises em cargas eletrônicas e medições em transformadores foram realizadas, a fim de levantar os perfis dos sinais de tensão e corrente que os sistemas encontram-se submetidos na prática, revelando questões bastante preocupantes. Com isso, buscando, a preservação da qualidade do suprimento no que tange às distorções harmônicas, bem como para os demais itens de definição da qualidade de energia, faz-se, muitas vezes necessário a utilização de técnicas de filtragem para a mitigação dos fenômenos prejudiciais ao atendimento dos padrões exigidos. Dessa forma, propõe-se a utilização de filtros passivos sintonizados (*shunt* e de bloqueio), incluindo topologias desenvolvidas localmente que apresentam volume, peso e custos reduzidos, em relação às topologias convencionais mais empregadas e consagradas na literatura. Além disso, o trabalho apresenta os princípios de funcionamento, modelagens, análises computacionais e validação experimental dos dispositivos supramencionados.

Abstract of Dissertation presented to UFSC as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Master in Electrical Engineering.

**ON THE FEASIBILITY OF 3^a HARMONICS PASSIVE FILTERING IN
FEDDERS TRANSFORMERS.**

RONIERE HENRIQUE DE OLIVEIRA

Dezembro/2010

Advisor: Prof. Enio Valmor Kassick, Dr.

Area of Concentration: Power Eletronics and Electrical Drivers

Keywords: Power Quality, Harmonics, Tunned Passive Filters

Number of Pages: 174

Abstract:

This work describes the many approaches on low voltage distribution system behavior, where it was detected the lack of deeper researches on the harmonics field mainly the third level current component. Herein it's intended to highlight the third level current component in residential and commercial load systems concerning the current and voltage harmonic distortions. For achieving that goal, electronic devices load analysis were performed as well as several measurements of the feeder transformers aiming at the signals of voltage and current waveforms which revealed some worry aspects. In order to match the electrical supply quality standards concerning harmonic distortion contents, as well as the other defining items related to electrical supply quality, quite often is necessary the use of filtering techniques for mitigating the hazardous phenomena to the achievement of quality standards. That way, it's proposed the use of tuned passive filters (*shunt* and *blocking*) applying new topologies which present lower volume, weight and cost comparing to traditional topologies. Besides that, this work presents the functioning principles, modeling, computational analysis and experimental validations of such devices.

SUMÁRIO

Introdução	1
Capítulo 1 - Cargas Não-Lineares Monofásicas	13
1.1. Introdução	13
1.2. Controlador CA como controlador de temperatura	14
1.3. Retificador monofásico	26
1.4. Conclusões sobre o capítulo	38
Capítulo 2 - TD alimentando consumidores da classe comercial	40
2.1. Introdução	40
2.2. Caracterização do sistema elétrico do tipo comercial	41
2.3. Avaliação do sistema tipicamente comercial	42
2.4. Modelo equivalente	55
2.5. Simulação do modelo proposto	57
2.6. Conclusões do capítulo	60
Capítulo 3 - TD alimentando consumidores da classe residencial	62
3.1. Introdução	62
3.2. Caracterização do sistema	63
3.3. Avaliação do sistema tipicamente residencial	64
3.4. Modelo equivalente	74
3.5. Simulação do modelo proposto	76
3.6. Conclusões sobre o capítulo	79
Capítulo 4 - Projetos de filtros de 3ª harmônica	80
4.1. Introdução	80
4.2. Filtro shunt LC Série	82
4.3. Filtro shunt LC série trifásico	86
4.4. Filtro shunt LC série trifásico com reator monofásico	87
4.5. Filtro de bloqueio	90
4.6. Projeto do filtro shunt sintonizado topologia trifásica com reator monofásico	96
4.7. Projeto do filtro de bloqueio	107
4.8. Projeto físico do reator monofásico e trifásico	109
4.9. Conclusões sobre o capítulo	115

Capítulo 5 - Resultados de simulação com a inclusão de filtros de 3ª harmônica em transformador alimentando consumidores da classe comercial	116
5.1. Introdução	116
5.2. recapitulação dos filtros utilizados	117
5.3. Sistema trifásico da classe comercial com total equilíbrio entre fases	117
5.4. Sistema trifásico da classe comercial com desequilíbrio entre fases	119
5.5. Sistema trifásico da classe comercial com elevado desequilíbrio entre fases	123
5.6. Perdas no transformador	128
5.7. Perdas nos filtros	134
5.8. Conclusões sobre o capítulo	135
Capítulo 6 - Resultados de simulação com a inclusão de filtros de 3ª harmônica em transformador alimentando consumidores da classe residencial.....	137
6.1. Introdução	137
6.2. Recapitulação dos filtros utilizados	137
6.3. Sistema trifásico da classe residencial com total equilíbrio entre fases.....	138
6.4. Sistema trifásico da classe residencial com desequilíbrio entre fases	140
6.5. Sistema trifásico residencial com elevado desequilíbrio entre fases	143
6.6. Perdas no transformador	148
6.7. Perdas no filtro shunt 3C1L	151
6.8. Conclusões sobre o capítulo	151
Capítulo 7 - Resultados experimentais com a inclusão de filtros de 3ª harmônica em transformador alimentando consumidores da classe comercial	154
7.1. Introdução	154
7.2. Sistema trifásico comercial após inserção dos filtros 3C1L e bloqueio	154
7.3. Conclusões sobre o capítulo	167
Conclusões finais	166
Referências bibliográficas	168

LISTA DE FIGURAS

Figura 1: Evolução das Cargas Eletrônicas nos EUA .	1
Figura 2: Estrutura do Consumo de Energia Elétrica no Brasil, ano 2008.....	2
Figura 1.1: Circuito do Controlador CA.....	15
Figura 1.2: Tensões e Correntes para o controlador CA.	15
Figura 1.3: Corrente Eficaz do Resistor R em Função de α	16
Figura 1.4: Tensões Eficazes Sobre o Resistor R e o TRIAC.	17
Figura 1.5: Potência Aparente Fornecida Pela Fonte de Entrada em Função de α	18
Figura 1.6: Potência Ativa Fornecida Pela Fonte de Entrada em Função de α	19
Figura 1.7: Potência Reativa Fornecida Pela Fonte de Entrada e Desenvolvida Pelo TRIAC em Função de α	20
Figura 1.8: Amplitude das Correntes Harmônicas da Fonte de Entrada em Função de α ...	22
Figura 1.9: Ângulos de Fase das Correntes Fundamental e 3° Harmônica em Função de α	23
Figura 1.10: Taxa de Distorção Harmônica Total (THD_i) da Corrente de Entrada em Função de α	24
Figura 1.11: Fatores de Potência (FP), de Deslocamento ($FDesl(\alpha)$) e de Distorção ($FDist_i$).	25
Figura 1.12: Potências Reativas de Deslocamento, Reativa Fornecida Pela Fonte de Entrada, Reativa de Distorção e Reativa Total, Todas em Função de α	26
Figura 1.13: Retificador Monofásico de Onda Completa com Filtro de Saída Capacitivo.	27
Figura 1.14: Reficador Monofásico de Onda Completa com Filtro de Saída Capacitivo.	27
Figura 1.15: Ângulos de Início e Fim de Condução em Função de R.....	30
Figura 1.16: Amplitudes das Correntes Harmônicas da Fonte de Entrada em Função de R.	32
Figura 1.17: Ângulos de Fase das Correntes Harmônicas da Fonte de Entrada em Função de R	33
Figura 1.18: Taxa de Distorção Harmônica Total (THD_i) da Corrente de Entrada em Função de R.	34
Figura 1.19: Fatores de Potência (FP), de Deslocamento ($FDesl(\alpha)$) e de Distorção ($FDist_i$).	35

Figura 1.20: Potência Aparente Fornecida Pela Fonte de Entrada em Função de R.....	36
Figura 1.21: Potência Ativa Fornecida Pela Fonte de Entrada em Função de R.....	36
Figura 1.22: Potência Reativa Fornecida Pela Fonte de Entrada em Função de R.	37
Figura 1.23: Potências Reativas Fornecida Pela Fonte de Entrada, de Deslocamento de Distorção e Total em Função de R.	38
Figura 2.1: Valor eficaz das harmônicas de tensão em função das horas do dia para a fase A do Trafo 01, ao lado direito têm-se as amplitudes médias das harmônicas de tensão para o período compreendido entre as 09h-19h, em porcentagem da fundamental.	43
Figura 2.2: Valor eficaz das harmônicas de corrente em função das horas do dia para a fase A do Trafo 01, ao lado direito têm-se as amplitudes médias das harmônicas de corrente para o período compreendido entre as 09h-19h, em porcentagem da fundamental.	43
Figura 2.3: Valor eficaz das harmônicas de tensão em função das horas do dia para a fase B do Trafo 01, ao lado direito têm-se as amplitudes médias das harmônicas de tensão para o período compreendido entre as 09h-19h, em porcentagem da fundamental.	44
Figura 2.4: Valor eficaz das harmônicas de corrente em função das horas do dia para a fase B do Trafo 01, ao lado direito têm-se as amplitudes médias das harmônicas de corrente para o período compreendido entre as 09h-19h, em porcentagem da fundamental.	44
Figura 2.5: Valor eficaz das harmônicas de tensão em função das horas do dia para a fase C do Trafo 01, ao lado direito têm-se as amplitudes médias das harmônicas de tensão para o período compreendido entre as 09h-19h, em porcentagem da fundamental.	45
Figura 2.6: Valor eficaz das harmônicas de corrente em função das horas do dia para a fase C do Trafo 01, ao lado direito têm-se as amplitudes médias das harmônicas de corrente para o período compreendido entre as 09h-19h, em porcentagem da fundamental.	45
Figura 2.7: Valor eficaz das harmônicas de tensão em função das horas do dia para a fase A do Trafo 02, ao lado direito têm-se as amplitudes médias das harmônicas de tensão para o período compreendido entre as 09h-19h, em porcentagem da fundamental.	46
Figura 2.8: Valor eficaz das harmônicas de tensão em função das horas do dia para a fase A do Trafo 02, ao lado direito têm-se as amplitudes médias das harmônicas de tensão para o período compreendido entre as 09h-19h, em porcentagem da fundamental.	46

Figura 2.9: Valor eficaz das harmônicas de tensão em função das horas do dia para a fase B do Trafo 02, ao lado direito têm-se as amplitudes médias das harmônicas de tensão para o período compreendido entre as 09h-19h, em porcentagem da fundamental.	47
Figura 2.10: Valor eficaz das harmônicas de corrente em função das horas do dia para a fase B do Trafo 02, ao lado direito têm-se as amplitudes médias das harmônicas de corrente para o período compreendido entre as 09h-19h, em porcentagem da fundamental.	47
Figura 2.11: Valor eficaz das harmônicas de tensão em função das horas do dia para a fase C do Trafo 02, ao lado direito têm-se as amplitudes médias das harmônicas de tensão para o período compreendido entre as 09h-19h, em porcentagem da fundamental.	48
Figura 2.12: Valor eficaz das harmônicas de corrente em função das horas do dia para a fase C do Trafo 02, ao lado direito têm-se as amplitudes médias das harmônicas de corrente para o período compreendido entre as 09h-19h, em porcentagem da fundamental.	48
Figura 2.13: Valor eficaz das harmônicas de tensão em função das horas do dia para a fase A do Trafo 03, ao lado direito têm-se as amplitudes médias das harmônicas de tensão para o período compreendido entre as 09h-19h, em porcentagem da fundamental.	49
Figura 2.14: Valor eficaz das harmônicas de corrente em função das horas do dia para a fase A do Trafo 03, ao lado direito têm-se as amplitudes médias das harmônicas de corrente para o período compreendido entre as 09h-19h, em porcentagem da fundamental.	49
Figura 2.15: Valor eficaz das harmônicas de tensão em função das horas do dia para a fase B do Trafo 03, ao lado direito têm-se as amplitudes médias das harmônicas de tensão para o período compreendido entre as 09h-19h, em porcentagem da fundamental.	50
Figura 2.16: Valor eficaz das harmônicas de corrente em função das horas do dia para a fase B do Trafo 03, ao lado direito têm-se as amplitudes médias das harmônicas de corrente para o período compreendido entre as 09h-19h, em porcentagem da fundamental.	50
Figura 2.17: Valor eficaz das harmônicas de tensão em função das horas do dia para a fase C do Trafo 03, ao lado direito têm-se as amplitudes médias das harmônicas de	

tensão para o período compreendido entre as 09h-19h, em porcentagem da fundamental.	51
Figura 2.18: Valor eficaz das harmônicas de corrente em função das horas do dia para a fase C do Trafo 03, ao lado direito têm-se as amplitudes médias das harmônicas de tensão para o período compreendido entre as 09h-19h, em porcentagem da fundamental.	51
Figura 2.19: Valor eficaz das harmônicas de tensão em função das horas do dia para a fase A do Trafo 04, ao lado direito têm-se as amplitudes médias das harmônicas de tensão para o período compreendido entre as 09h-19h, em porcentagem da fundamental.	52
Figura 2.20: Valor eficaz das harmônicas de corrente em função das horas do dia para a fase A do Trafo 04, ao lado direito têm-se as amplitudes médias das harmônicas de corrente para o período compreendido entre as 09h-19h, em porcentagem da fundamental.	52
Figura 2.21: Valor eficaz das harmônicas de tensão em função das horas do dia para a fase B do Trafo 04, ao lado direito têm-se as amplitudes médias das harmônicas de tensão para o período compreendido entre as 09h-19h, em porcentagem da fundamental.	53
Figura 2.22: Valor eficaz das harmônicas de corrente em função das horas do dia para a fase B do Trafo 04, ao lado direito têm-se as amplitudes médias das harmônicas de corrente para o período compreendido entre as 09h-19h, em porcentagem da fundamental.	53
Figura 2.23: Valor eficaz das harmônicas de tensão em função das horas do dia para a fase C do Trafo 04, ao lado direito têm-se as amplitudes médias das harmônicas de tensão para o período compreendido entre as 09h-19h, em porcentagem da fundamental.	54
Figura 2.24: Valor eficaz das harmônicas de corrente em função das horas do dia para a fase C do Trafo 04, ao lado direito têm-se as amplitudes médias das harmônicas de tensão para o período compreendido entre as 09h-19h, em porcentagem da fundamental.	54
Figura 2.25: Modelo por fontes de corrente.	57
Figura 2.26: Formas de onda das correntes da fase A, fase B e fase C, medidas no PCC do transformador - Trafo 01.	58

Figura 2.27: Formas de onda das correntes da fase A, fase B e fase C, simuladas para o PCC do transformador - Trafo 01.....	58
Figura 2.28: Espectros harmônicos das correntes das três fases do transformador - Trafo 01 - obtidos através de medição e de simulação da planta modelada.....	60
Figura 3.1: Valor eficaz das harmônicas de tensão, em função das horas do dia para a fase A do Trafo 05; ao lado direito têm-se as amplitudes médias das harmônicas de tensão para o período compreendido entre às 18h-23h.	65
Figura 3.2: Valor eficaz das harmônicas de corrente em função das horas do dia para fase A do Trafo 05; ao lado direito têm-se as amplitudes médias das harmônicas de corrente para o período compreendido entre às 18h-23h.	65
Figura 3.3: Valor eficaz das harmônicas de tensão, em função das horas do dia para a fase B do Trafo 05; ao lado direito têm-se as amplitudes médias das harmônicas de tensão em porcentagem da fundamental, o período compreendido entre às 18h-23h.	66
Figura 3.4: Valor eficaz das harmônicas de corrente, em função das horas do dia para a fase B do Trafo 05; ao lado direito têm-se as amplitudes médias das harmônicas de corrente em porcentagem da fundamental, o período compreendido entre às 18h-23h.	66
Figura 3.5: Valor eficaz das harmônicas de tensão em porcentagem em função das horas do dia para a fase C do Trafo 05; ao lado direito têm-se as amplitudes médias das harmônicas de tensão em porcentagem da fundamental, o período compreendido entre às 18h-23h.	67
Figura 3.6: Valor eficaz das harmônicas de corrente, em função das horas do dia para a fase C do Trafo 05; ao lado direito têm-se as amplitudes médias das harmônicas de corrente em porcentagem da fundamental, o período compreendido entre às 18h-23h.	67
Figura 3.7: Valor eficaz das harmônicas de tensão, em função das horas do dia para a fase A do Trafo 06; ao lado direito têm-se as amplitudes médias das harmônicas de tensão em porcentagem da fundamental, o período compreendido entre às 18h-23h.	68
Figura 3.8: Valor eficaz das harmônicas de corrente, em função das horas do dia para a fase A do Trafo 06; ao lado direito têm-se as amplitudes médias das harmônicas de	

corrente em porcentagem da fundamental, o período compreendido entre às 18h-23h.	68
Figura 3.9: Valor eficaz das harmônicas de tensão, em função das horas do dia para a fase B do Trafo 06; ao lado direito têm-se as amplitudes médias das harmônicas de tensão em porcentagem da fundamental, o período compreendido entre às 18h-23h.	69
Figura 3.10: Valor eficaz das harmônicas de corrente, em função das horas do dia para a fase B do Trafo 06; ao lado direito têm-se as amplitudes médias das harmônicas de corrente em porcentagem da fundamental, o período compreendido entre às 18h-23h.	69
Figura 3.11: Valor eficaz das harmônicas de tensão, em função das horas do dia para a fase C do Trafo 06; ao lado direito têm-se as amplitudes médias das harmônicas de tensão em porcentagem da fundamental, o período compreendido entre às 18h-23h.	70
Figura 3.12: Valor eficaz das harmônicas de corrente, em função das horas do dia para a fase C do Trafo 06; ao lado direito têm-se as amplitudes médias das harmônicas de corrente em porcentagem da fundamental, o período compreendido entre às 18h-23h.	70
Figura 3.13: Valor eficaz das harmônicas de tensão, em função das horas do dia para a fase A do Trafo 07; ao lado direito têm-se as amplitudes médias das harmônicas de tensão em porcentagem da fundamental, o período compreendido entre às 18h-23h.	71
Figura 3.14: Valor eficaz das harmônicas de corrente, em função das horas do dia para a fase A do Trafo 07; ao lado direito têm-se as amplitudes médias das harmônicas de corrente em porcentagem da fundamental, o período compreendido entre às 18h-23h.	71
Figura 3.15: Valor eficaz das harmônicas de tensão, em função das horas do dia para a fase B do Trafo 07; ao lado direito têm-se as amplitudes médias das harmônicas de tensão em porcentagem da fundamental, o período compreendido entre às 18h-23h.	72
Figura 3.16: Valor eficaz das harmônicas de corrente, em função das horas do dia para a fase B do Trafo 07; ao lado direito têm-se as amplitudes médias das harmônicas de	

corrente em porcentagem da fundamental, o período compreendido entre às 18h-23h.	72
Figura 3.17: Valor eficaz das harmônicas de tensão, em função das horas do dia para a fase C do Trafo 07; ao lado direito têm-se as amplitudes médias das harmônicas de tensão em porcentagem da fundamental, o período compreendido entre às 18h-23h.	73
Figura 3.18: Valor eficaz das harmônicas de corrente, em função das horas do dia para a fase C do Trafo 07; ao lado direito têm-se as amplitudes médias das harmônicas de corrente em porcentagem da fundamental, o período compreendido entre às 18h-23h.	73
Figura 3.19: Modelo por fontes de corrente.	76
Figura 3.20: Forma de onda da corrente da fase A, medida no PCC do Trafo 07.	77
Figura 3.21: Forma de onda da corrente da fase A, simulada para o PCC Trafo 07.	77
Figura 3.22: Forma de onda da corrente da fase B, medida no PCC do Trafo 07.	77
Figura 3.23: Forma de onda da corrente da fase B, simulada para o PCC do Trafo 07.	77
Figura 3.24: Forma de onda da corrente da fase C, medida no PCC do Trafo 07.	77
Figura 3.25: Forma de onda da corrente da fase C, simulada para o PCC do Trafo 07.	77
Figura 4.1: Filtro Shunt LC Série Ideal.	82
Figura 4.2: Resposta em Frequência dos Módulos das Impedâncias do Filtro Shunt LC Série Ideal, do Capacitor e do Indutor do Filtro.	83
Figura 4.3: Filtro Shunt LC Série Real.	84
Figura 4.4: Resposta em Frequência dos Módulos das Impedâncias do Filtro Shunt Real, do Capacitor e do Indutor do Filtro.	85
Figura 4.5: Resposta em Frequência do Filtro Shunt para Diferentes Valores de L_{sh} e C_{sh}	85
Figura 4.6: Resposta em Frequência do Filtro Shunt para Valores Diferentes de R_{sh}	86
Figura 4.7: Filtro Trifásico com Reator Trifásico.	86
Figura 4.8: Filtro Shunt LC Série Trifásico com N_o antes do reator.	87
Figura 4.9: Filtro Shunt LC Série Trifásico com Reator Monofásico (Filtro 3C1L).	88
Figura 4.10: Filtro de Bloqueio Paralelo de Neutro Ideal.	91
Figura 4.11: Resposta em Frequência do Filtro de Bloqueio Paralelo Ideal.	93
Figura 4.12: Filtro de Bloqueio Paralelo de Neutro Real.	94
Figura 4.13: Resposta em Frequência do Filtro de Bloqueio Paralelo Real.	94

Figura 4.14: Resposta em Frequência do Filtro de Bloqueio Paralelo para Diferentes Valores de L_{bloq} e C_{bloq} .	95
Figura 4.15: Resposta em Frequência do Filtro de Bloqueio Paralelo para Diferentes Valores de R_{bloq} .	95
Figura 5.1: Formas de Onda das Tensões e Correntes do Sistema da classe Comercial Equilibrado.	117
Figura 5.2: Amplitudes das Harmônicas de Corrente para um Sistema da Classe Comercial Equilibrado.	119
Figura 5.3: Formas de onda das tensões e correntes do sistema da classe comercial desequilibrado.	119
Figura 5.4: Amplitudes das harmônicas de corrente para um sistema da classe comercial desequilibrado.	120
Figura 5.5: Amplitudes das Harmônicas de Corrente para um Sistema da Classe Comercial Desequilibrado.	122
Figura 5.6: Amplitudes das Harmônicas de Corrente do Condutor Neutro do Trafo-01.	122
Figura 5.7: Formas de Onda das Tensões e Correntes do Sistema Comercial com Elevado Desequilíbrio Entre Fases.	123
Figura 5.8: Amplitudes das Harmônicas de Corrente para um Sistema da Classe Comercial com Elevado Desequilíbrio Entre Fases.	124
Figura 5.9: Amplitudes das Harmônicas de Corrente para um Sistema da Classe Comercial com Elevado Desequilíbrio Entre Fases.	125
Figura 5.10: Amplitudes das Harmônicas de Corrente do Condutor Neutro do Trafo-01.	126
Figura 6.1: Formas de Onda das Tensões e Correntes do Sistema Comercial Equilibrado.	138
Figura 6.2: Amplitudes das Harmônicas de Corrente para um Sistema da Classe Residencial Equilibrado.	139
Figura 6.3: Formas de Onda das Tensões e Correntes do Sistema da Classe residencial Desequilibrado.	140
Figura 6.4: Amplitudes das Harmônicas de Corrente para um Sistema da Classe Residencial Desequilibrado.	141
Figura 6.5: Amplitudes das Harmônicas de Corrente para um Sistema da Classe Residencial Desequilibrado.	142

Figura 6.6: Amplitude das Harmônicas de Corrente do Condutor Neutro do Trafo-07....	143
Figura 6.7: Formas de Onda das Tensões e Correntes do Sistema Residencial com Elevado Desequilíbrio Entre Fases.	143
Figura 6.8: Amplitudes das Harmônicas de Corrente para um Sistema da Classe Residencial com Elevado Desequilíbrio Entre Fases.	144
Figura 6.9: Amplitudes das Harmônicas de Corrente para um Sistema da Classe Residencial com Elevado Desequilíbrio Entre Fases.	145
Figura 6.10: Amplitudes das Harmônicas de Corrente do Condutor Neutro do Trafo-07.	146
Figura 7.1: Valor eficaz das harmônicas de tensão em função das horas do dia para fase A do Trafo-01 com a inserção dos Filtros 3C1L e Bloqueio, ao lado direito têm-se as amplitudes médias das harmônicas de tensão para o período compreendido entre as 09h-19h, em porcentagem.	155
Figura 7.2: Valor eficaz das harmônicas de corrente em função das horas do dia para fase A do Trafo-01 com a inserção dos Filtros 3C1L e Bloqueio, ao lado direito têm-se as amplitudes médias das harmônicas de corrente para o período compreendido entre as 09h-19h, em porcentagem.	156
Figura 7.3: Valor eficaz das harmônicas de tensão em função das horas do dia para fase B do Trafo-01 com a inserção dos Filtros 3C1L e Bloqueio, ao lado direito têm-se as amplitudes médias das harmônicas de tensão para o período compreendido entre as 09h-19h, em porcentagem.	156
Figura 7.4: Valor eficaz das harmônicas de corrente em função das horas do dia para fase B do Trafo-01 com a inserção dos Filtros 3C1L e Bloqueio, ao lado direito têm-se as amplitudes médias das harmônicas de corrente para o período compreendido entre as 09h-19h, em porcentagem.	157
Figura 7.5: Valor eficaz das harmônicas de tensão em função das horas do dia para fase C do Trafo-01 com a inserção dos Filtros 3C1L e Bloqueio, ao lado direito têm-se as amplitudes médias das harmônicas de tensão para o período compreendido entre as 09h-19h, em porcentagem.	157
Figura 7.6: Valor eficaz das harmônicas de corrente em função das horas do dia para fase C do Trafo-01 com a inserção dos Filtros 3C1L e Bloqueio, ao lado direito têm-se as amplitudes médias das harmônicas de corrente para o período compreendido entre as 09h-19h, em porcentagem.	158

Figura 7.7: Valores eficaz das harmônicas de corrente para as fases do Trafo-01 obtidas por medição antes da instalação dos filtros, simulação e medição após a instalação dos filtros 3C1L e bloqueio respectivamente.	159
Figura 7.8: Amplitude das harmônicas de corrente para as fases do Trafo-01 obtidas por medição antes da instalação dos filtros, simulação e medição após a instalação dos filtros 3C1L e bloqueio respectivamente.	160
Figura 7.9: Formas de onda das correntes das fases A, B e C, medidas no PCC do Trafo-01 antes da instalação dos filtros shunt 3C1L e bloqueio.	161
Figura 7.10: Formas de onda das correntes das fases A, B e C, medidas no PCC do Trafo-01 após a instalação dos filtros shunt 3C1L e bloqueio.	161
Tabela 7- 1: Distorção Harmônica de Corrente Antes e Depois da Instalação dos Filtros Shunt 3C1L e Bloqueio.	161
Figura 7.11: Valor eficaz das harmônicas de corrente em função das horas do dia para fase A do filtro shunt 3C1L, ao lado direito têm-se o valor médio para o período compreendido entre as 09h-19h.	162
Figura 7.12: Valor eficaz das harmônicas de corrente em função das horas do dia para fase B do filtro shunt 3C1L, ao lado direito têm-se o valor médio para o período compreendido entre as 09h-19h.	163
Figura 7.13: Valor eficaz das harmônicas de corrente em função das horas do dia para fase C do filtro shunt 3C1L, ao lado direito têm-se o valor médio para o período compreendido entre as 09h-19h.	163

LISTA DE TABELAS

Tabela 1: Limites de Distorção Harmônica de Tensão para Sistemas de Baixa Tensão (120V à 69kV) Recomendados pela IEEE 519-1992.....	9
Tabela 2: Limites de Distorção Harmônica de Corrente para Sistemas de Baixa Tensão (120V à 69kV) Recomendados pela IEEE 519-1992.....	9
Tabela 2.1: Parâmetros dos transformadores medidos.....	42
Tabela 2.2: THD_v , THD_i e DH_i para cada transformador da classe comercial.....	55
Tabela 3.1: Parâmetros dos transformadores.....	64
Tabela 3.2: Média da THD_v , da THD_i e da DH_i para cada transformador da classe residencial.....	74
Tabela 4.1: Capacitores Encontrados Comercialmente para o Filtro Shunt.....	101
Tabela 4.2: Capacitores Encontrados Comercialmente para Filtro de Bloqueio.....	108
Tabela 4.3: Grandezas Adotadas para o Projeto Físico dos Reatores.	111
Tabela 4.4: Parâmetros dos Núcleos Encontrados Comercialmente.	112
Tabela 4.5: Parâmetros dos Condutores dos Indutores.	114
Tabela 4.6: Massa e volume dos indutores calculados.....	114
Tabela 4.7: Massa e volume dos indutores projetados pela WALTEC.....	114
Tabela 4.8: Massa e volume dos filtros e do transformador.....	115
Tabela 5.1: Parâmetros dos filtros shunt clássico, 3C1L e o filtro de bloqueio.	117
Tabela 5.2: Limites de Distorção Harmônica de Corrente para Sistemas de Baixa Tensão (120V à 69kV) Recomendados pela IEEE 519-1992.....	128
Tabela 5.3: Fator de Deslocamento do Sistema Residencial sem Filtro e com a Inserção dos Filtros shunt 3C1L e bloqueio.	128
Tabela 5.4: Perdas Nominais no Transformador de Acordo com NBR 5440.	131
Tabela 5.5: Perdas no transformador.....	132
Tabela 5.6: Perdas no transformador.....	133
Tabela 5.7: Perdas no transformador.....	133
Tabela 5.8: Perdas Nominais do Filtro shunt 3C1L.	135
Tabela 6.1: Parâmetros dos Filtros Shunt clássico, shunt 3C1L e Filtro de Bloqueio.	138
Tabela 6.2: Limites de Distorção Harmônica de Corrente para Sistemas de Baixa Tensão (120V à 69kV) Recomendados pela IEEE 519-1992.....	147

Tabela 6.3: Fator de Deslocamento do Sistema Residencial sem Filtro e com a Inserção dos Filtros shunt 3C1L e bloqueio.	148
Tabela 6.4: Perdas Nominais no Transformador de Acordo com NBR 5440.	148
Tabela 6.5: Perdas no transformador.	150
Tabela 6.6: Perdas no transformador.	150
Tabela 6.7: Perdas no transformador.	151
Tabela 6.8: Perdas Nominais do Filtro shunt 3C1L.	151
Tabela 7.1: Distorção Harmônica de Corrente Antes e Depois da Instalação dos Filtros Shunt 3C1L e Bloqueio.	161
Tabela 7.2: Limites de Distorção Harmônica de Corrente para Sistemas de Baixa Tensão (120V à 69kV) Recomendados pela IEEE 519-1992.	164
Tabela 7.3: Fator de Deslocamento do Sistema Residencial sem Filtragem e com a Inserção dos Filtros Shunt 3C1L e Bloqueio.	165
Tabela 7.4: Fatores de Distorção de Corrente do Sistema Comercial sem Filtragem e com a Inserção dos Filtros Shunt 3C1L e Bloqueio.	165
Tabela 7.5: Fatores de Distorção de Tensão do Sistema Comercial sem Filtragem e com a Inserção dos Filtros Shunt 3C1L e Bloqueio.	165
Tabela 7.6: Fator de Potência do Sistema Comercial sem Filtragem e com a Inserção dos Filtros Shunt 3C1L e Bloqueio.	166

SIMBOLOGIA

α	-	Ângulo de início de condução
β	-	Ângulo fim de condução
f	-	Frequência fundamental
f_1	-	Frequência fundamental
f_o	-	Frequência de sintonia
f_{obloq}	-	Frequência de sintonia do filtro de bloqueio
ϕ_n	-	Valor do ângulo de fase das correntes de ordem n
ϕ_1	-	Ângulo de defasagem entre as componentes fundamentais da tensão e da corrente de entrada
θ_{i1}	-	Ângulo de fase da componente fundamental de corrente de entrada
θ_{v1}	-	Ângulo de fase da componente fundamental de tensão de entrada
ω	-	Frequência angular em [rad/s]
A_c	-	Área da seção magnética do núcleo
A_j	-	Área da janela do núcleo
B_{ac}	-	Densidade de fluxo
A_c	-	Área da seção magnética do núcleo
A_j	-	Área da janela do núcleo
B_{ac}	-	Densidade de fluxo
C_{sh}	-	Capacitância por fase do filtro <i>shunt</i>
E	-	Comprimento da lâmina do núcleo onde todas as espiras de um enrolamento são envolvidas
$FDesl$	-	Fator de Deslocamento
$FDist_i$	-	Fator de Distorção da Corrente
FP	-	Fator de Potência
I_A	-	Valor da corrente da fase A
I_B	-	Valor da corrente da fase B
I_C	-	Valor da corrente da fase C
$I_{C(n)}$	-	Valor da corrente nominal eficaz do capacitor

$I_{C(RMS)}$	-	Valor da corrente total eficaz que circula pelo capacitor
I_o	-	Corrente nominal de fase do secundário do transformador
I_n	-	Valor de pico da corrente de ordem n
I_{filtro}	-	Corrente que circula pelo indutor do filtro
I_{Ref}	-	Corrente eficaz que circula sobre o resistor R
j	-	Valor imaginário ($\sqrt{-1}$)
I_{Cn}	-	Valor da corrente harmônica de ordem n eficaz que circula pelo Capacitor
L_{bloq}	-	Indutância do filtro de bloqueio
I_{C1}	-	Valor da corrente fundamental eficaz que circula pelo capacitor
l_g	-	Comprimento do entreferro
L_{sh}	-	Indutância por fase do reator do filtro <i>shunt</i> em [H]
L_{sh1}	-	Indutância do filtro <i>shunt</i> com reator monofásico
L_{sh3}	-	Indutância de cada fase do filtro <i>shunt</i> com reator trifásico
k	-	Fator de bloqueio
K_i	-	Coefficiente de perda no entreferro
n	-	Ordem da harmônica
N_T	-	Neutro do transformador
P_{EC-O}	-	Perda por correntes parasitas nos enrolamentos devido à corrente fundamental
P_{EC-R}	-	Perda por correntes parasitas nos enrolamentos devido à corrente fundamental nominal
P_i	-	Potência desenvolvida pela fonte de entrada
P_{LL}	-	Perdas nos condutores ou perdas no cobre
P_{NL}	-	Perdas no núcleo magnético ou perdas no ferro
P_{SOL-R}	-	Perda por correntes parasitas em outras partes metálicas devido à corrente fundamental nominal
P_{SOL-O}	-	Perda por correntes parasitas em outras partes metálicas devido à corrente fundamental
Q_i	-	Potência reativa desenvolvida pela fonte de entrada

$Q_{C(n)}$	-	Valor da potência reativa nominal do capacitor
Q_{desl}	-	Potência reativa de deslocamento
Q_{sh}	-	Fator de qualidade do filtro
R_{bloq}	-	Resistência do indutor do filtro de bloqueio
R_{dc}	-	Resistência cc dos enrolamentos primário e secundário do transformador
R_{dc_filtrc}	-	Resistência cc do indutor
R_{sh}	-	Resistência do indutor do filtro <i>shunt</i>
$S_i(\alpha)$	-	O módulo da potência aparente desenvolvida pela fonte de entrada, em função de α
S_C	-	Valor da potência aparente total fornecida pelo capacitor
$S_T(\alpha)$	-	Potência aparente do Triac, em função de α
S_{trafo}	-	Potência trifásica do transformador
THD_i	-	Distorção Harmônica Total de Corrente
THD_v	-	Distorção Harmônica Total de Tensão
V_{bloq}	-	Tensão sobre o filtro de bloqueio
$V_{C(n)}$	-	Valor da tensão nominal eficaz do capacitor
$V_{C(RMS)}$	-	Valor da tensão total eficaz sobre o capacitor
V_{C1}	-	Valor da tensão fundamental eficaz sobre o capacitor
V_{Cn}	-	Valor da tensão harmônica eficaz de ordem n sobre o capacitor
V_{ief}	-	Tensão eficaz da fonte de entrada
V_{L2}	-	Tensão entre fases do secundário do transformador
V_o	-	Tensão nominal de fase do secundário do transformador
V_{Ref}	-	Tensão eficaz sobre o resistor R
W / K	-	Relação Watt por quilograma para o material do núcleo
W_{fe}	-	Massa do núcleo
Z_{bloq}	-	Impedância do filtro de bloqueio
Z_{Csh}	-	Impedância do capacitor do filtro <i>shunt</i>
Z_{Fsh}	-	Impedância do filtro <i>shunt</i>
Z_{Lsh}	-	Impedância do indutor do filtro <i>shunt</i>
$Z_{(pu)}$	-	Impedância percentual do transformador

INTRODUÇÃO GERAL

No decorrer dos últimos anos, verificou-se o crescimento expressivo do emprego de equipamentos eletrônicos de um modo geral. Em nações desenvolvidas, o uso de energia processada eletronicamente, energia utilizada ou transferida por dispositivos eletrônicos, representa mais de 60% do montante total gerado nesses países. A figura-1 retrata claramente o comportamento desse fato ocorrido nos Estados Unidos da América (EUA), na década de 60 ao final dos anos 90. Notar que, enquanto a carga total instalada cresceu pouco mais de 10% em quarenta anos, as cargas eletrônicas dobraram sua quantidade a cada quinze anos.

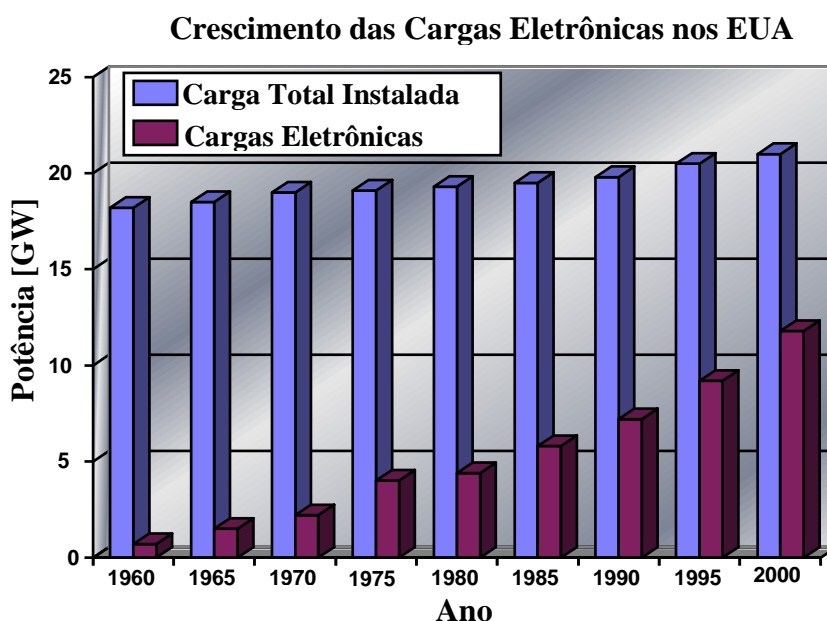


Figura-1: Evolução das Cargas Eletrônicas nos EUA.

Fonte: Procobre Instituto Brasileiro de Cobre

O Brasil, no entanto, por se tratar de um país com um grau de desenvolvimento inferior ao dos EUA, esta revolução dos equipamentos eletrônicos iniciou-se mais tardiamente, no final dos anos 70 e início dos anos 80. Dessa forma, por analogia, considerando-se que o crescimento siga a mesma proporção, pode-se

utilizar da mesma figura, para prever a rapidez de crescimento das cargas eletrônicas aqui e em outros países em desenvolvimento.

Simplificadamente, as cargas eletrônicas são compostas por elementos, entre eles, elementos não-lineares, caracterizados por não apresentar uma linearidade entre a sua corrente e a tensão aplicada sobre os mesmos. Dessa forma, o termo “carga não-linear” é comumente relacionado às cargas eletrônicas.

A utilização intensiva de cargas não-lineares está generalizada nas instalações modernas. Um edifício de escritórios ou comércio apresenta, atualmente, mais de 70% da carga instalada composta por cargas eletrônicas. De acordo com o Plano Decenal de Expansão de Energia 2008-2010, no Brasil, o consumo de energia elétrica em ambientes residenciais e comerciais representa mais de 40% do montante total consumido, de acordo a figura-2.

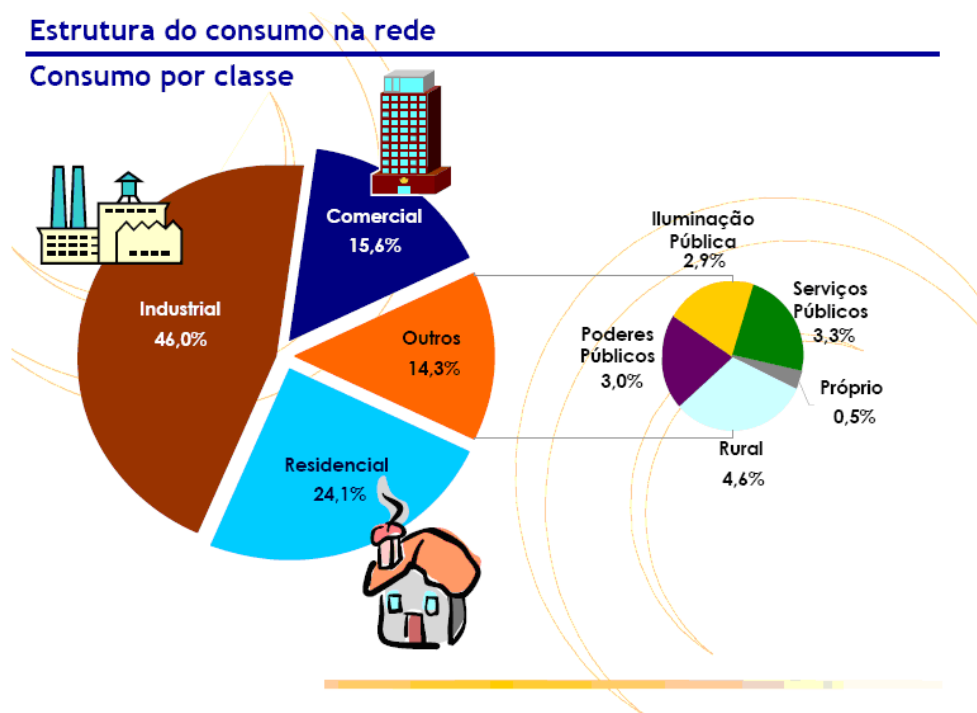


Figura-2: Estrutura do Consumo de Energia Elétrica no Brasil, ano 2008.
Fonte: Projeções da demanda de Energia Elétrica, Plano Decenal de Expansão de Energia –2008-2017.

Em muitas residências, cargas não-lineares representam mais de 65% da carga total instalada. Como se sabe, a tecnologia presente nesse tipo de



equipamento eletrônico provoca a inserção de correntes harmônicas na rede de alimentação a qual estão conectadas. Isto vem sendo motivo de extrema preocupação para os profissionais da área de eletrônica de potência, pois tais correntes podem provocar diversos problemas nos demais equipamentos interligados à rede, bem como, levá-los a operar inadequadamente.

Os distúrbios provocados pela distorção harmônica de corrente são sentidos por todos os equipamentos conectados à rede, inclusive pelos próprios equipamentos geradores de tais perturbações. Como exemplos destes efeitos, citam-se [1-4]:

Efeitos nas máquinas elétricas:

A presença de harmônicas de corrente em máquinas elétricas de corrente alternada, como geradores e motores elétricos, provoca um campo girante, no interior da máquina, resultante das diversas frequências que compõem a corrente. Todavia, este campo girante resultante pode ser visto como sendo a soma do campo girante da componente fundamental com os campos girantes das diversas harmônicas, que giram na frequência da harmônica correspondente. Sendo assim, estas componentes harmônicas podem criar campos que giram no mesmo sentido, ou em sentido contrário ao do campo criado pela corrente fundamental. Com isso, as componentes harmônicas afetam o torque da máquina, acarretando batimentos de torque e vibrações nos mancais e eixos, que por sua vez afetam a qualidade dos produtos de um processo industrial, além da geração de ruídos audíveis. Outro ponto importante é o aumento da temperatura de operação, provocado pela elevação das perdas no ferro e, principalmente, no cobre.

Efeitos nos condutores:

Além do mais conhecido efeito sobre os condutores, referente ao aumento das perdas em regime permanente devido à circulação de reativos

de distorção, existe a elevação da resistência de corrente alternada (R_{CA}), nos condutores submetidos à tensão alternada; conseqüentemente, há o aumento das perdas Joule nos cabos do sistema. Além disso, outro fator de muita preocupação advém da ocorrência de ressonância, onde condutores podem ficar submetidos a grandes esforços de tensão e efeito corona, acarretando falhas nos isolamentos das redes de distribuição e transmissão de energia elétrica.

No caso de sistemas trifásicos, ainda pode haver a elevação da corrente do condutor de neutro, devido à circulação de harmônicas *triplens* (múltiplas ímpares de 3) de sequência zero, que por estarem em fase entre si, se somam, atingindo valores bem maiores do que no condutor de fase. Isto faz com que o condutor de neutro fique sobrecarregado, reduzindo sua vida útil, mesmo que as cargas estejam equilibradas nas fases.

Efeitos nos transformadores:

É muito comum em sistemas elétricos de transmissão e distribuição a utilização de transformadores com um dos enrolamentos conectados em delta para impedir a propagação de harmônicas triplens a montante do sistema. Estas harmônicas ficam por sua vez aprisionadas no enrolamento delta do transformador, levando-o a trabalhar sobrecarregado, caso isto não tenha sido previsto durante a fase do projeto. Adicionalmente, as harmônicas de corrente são responsáveis pelo aumento do aquecimento do transformador, ocasionado pelo aumento das perdas no cobre e perdas no fluxo de dispersão, enquanto que as harmônicas de tensão são responsáveis pelo aumento das perdas no núcleo.

Outro efeito bem conhecido por parte dos responsáveis da área de manutenção de transformadores é a geração de ruídos audíveis e vibrações mecânicas da estrutura do transformador.

Efeito nos capacitores:

Em instalações elétricas de grande porte, onde a concessionária de energia elétrica exige o faturamento correspondente ao consumo de energia e à demanda da potência reativa excedente, é bastante empregada e difundida a implantação de bancos de capacitores para a correção do fator de potência da unidade consumidora. Como se sabe, a reatância do capacitor é inversamente proporcional à frequência a qual este é submetido. Em outras palavras, a reatância dos capacitores diminui com o aumento da frequência, portanto apresentam um caminho de baixa impedância para harmônicas de alta frequência. Isto faz com que, capacitores inseridos em um sistema com elevado conteúdo harmônico, apresentem sobreaquecimento e esforços elétricos no dielétrico, reduzindo drasticamente a sua vida útil.

Efeito nas proteções do sistema:

Equipamentos utilizados na proteção dos sistemas elétricos tais como: fusíveis, relés, chaves seccionadoras, religadores automáticos, entre outros, não respondem a parâmetros facilmente identificáveis na frequência fundamental, quando imersos em meio poluído por correntes harmônicas. Torna-se muito complexo, ou às vezes impossível, determinar as causas e a natureza das distorções devido à sua variedade, prejudicando a coordenação e seletividade da proteção.

Relés podem apresentar diferença de velocidade de resposta em relação a diferentes valores de atuação. Em adição, relés de diferentes fabricantes podem operar de maneira diferente perante a distorção harmônica presente. Ou ainda, dependendo do ângulo de fase do harmônico, o torque de atuação do dispositivo pode aparecer em sentido oposto ao da atuação esperada.

Quanto aos fusíveis, torna-se necessária a utilização de um redutor de corrente, em relação ao seu valor nominal. Além disso, como não existem padrões bem definidos, estes ainda são projetados e fabricados para sistemas isentos de harmônicos.

Efeito nos equipamentos eletrônicos:

A maioria dos equipamentos eletrônicos tem seu funcionamento baseado na passagem por zero da tensão de entrada. Sendo assim, um sistema elétrico com conteúdo elevado de harmônicas provocará a má atuação de alguns componentes e operação irregular dos equipamentos eletrônicos conectados a este sistema. Um exemplo de mau funcionamento ocorre devido às múltiplas passagens por zero ocasionadas pela distorção harmônica, originando ordens de comando indesejadas para interruptores estáticos. Além disso, a presença de correntes harmônicas nas trilhas de neutro pode provocar uma diferença de potencial em relação à referência, fazendo com que circuitos de comando operem de maneira indevida.

Efeitos nos medidores:

Os dispositivos eletromecânicos utilizados para medição do consumo e demanda de energia elétrica são influenciados por parte das harmônicas. Alguns estudos já foram realizados como em [1] e [4], revelando que os valores reais divergem dos valores medidos. Contudo, os erros podem ser tanto a maiores quanto menores, dependendo do tipo de medidor e das harmônicas presentes, acarretando prejuízos a consumidores e/ou à própria concessionária. Entretanto, erros de leitura só se tornam significativos para Distorção Harmônica Total de Corrente (THD_i) elevada, na ordem de 20%. Todavia, como será mostrado mais à frente, a THD_i normalmente encontrada em sistemas comerciais e residenciais apresenta valores bem acima dos 20%, chegando até 50%.

Efeitos na impedância do sistema:

Além de todos os problemas indicados anteriormente, os efeitos das harmônicas sobre a impedância do sistema podem ser considerados como os principais e mais preocupantes entre todos os demais. Um fenômeno bastante conhecido e temido por partes de especialistas responsáveis pela segurança do sistema é a ressonância, podendo ser do tipo série ou paralela.

A impedância do sistema é composta por reatâncias indutivas (predominantemente dos transformadores, motores, cabos), reatâncias capacitivas (formado essencialmente de banco de capacitores) e, por fim, a resistência do sistema (resistência dos condutores, demais cargas do sistema). A ressonância série ocorre quando os elementos LC do sistema provêm um caminho de baixa impedância para as correntes harmônicas; já a paralela, apresenta um caminho de alta impedância.

A ressonância paralela pode causar grande oscilação de corrente que, por sua vez, gera grande distorção da tensão de entrada. Isto ocorre devido à amplificação da corrente que circula entre os dois elementos acumuladores de energia L e C . Com isso, podem ocorrer interferências em sistemas de comunicação e outros equipamentos instalados no Ponto de Conexão Comum (PCC) do sistema.

Para o caso da ressonância série, a impedância do sistema formado pelos elementos L e C se anula para a frequência de ressonância. Isto é, para a frequência de ressonância, a reatância capacitiva (de um banco de capacitores, por exemplo) apresenta mesmo módulo da reatância indutiva (reatância de dispersão do transformador, reatância da linha). Isto faz com que as correntes harmônicas cujas frequências sejam próximas da frequência de ressonância sejam limitadas somente pela resistência equivalente do sistema, podendo ocasionar grandes oscilações de tensão que são altamente nocivas aos bancos de capacitores, condutores e dispositivos de proteção [4].

A partir do exposto anteriormente, pode-se observar que são inúmeros os problemas advindos da presença de harmônicas nos sistemas de energia elétrica. E os prejuízos causados por estas são incalculáveis e atingem tanto os consumidores quanto os fornecedores do serviço de eletricidade, neste caso, representado pela concessionária de energia elétrica.

Pensando nisso, órgãos responsáveis pela regulação e fiscalização da geração, transmissão, distribuição e comercialização da energia elétrica, entre eles a ANEEL, estão em fase de desenvolvimento de uma legislação a respeito do tema abordado. O intuito é conferir uma melhoria nos padrões da qualidade do fornecimento, de forma a assegurar o bom funcionamento dos sistemas elétricos, a qual prevê sanções aos supridores que não adequarem seus serviços aos índices estabelecidos [7].

Já instituições conceituadas e respeitadas internacionalmente, tais como: IEC (*International Electrotechnical Commission*) e IEEE (*Institute of Electrical and Electronics Engineers*), buscando limitar os níveis de emissões de harmônicas e, além disso, garantir uma tensão de alimentação próxima ao sinusoidal, nos sistemas elétricos de corrente alternada, estabeleceram normas e práticas recomendadas que tratam e quantificam o presente problema.

O IEC e o IEEE, apesar de discutirem o mesmo assunto, deram enfoques diferentes aos elementos que compõem o sistema. Enquanto que o IEEE, em IEEE 519-1992 (*Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems*), apresenta suas atenções voltadas para a instalação elétrica, mais especificamente o PCC, o IEC, em IEC 1000-3-6, tem o enfoque nos equipamentos poluidores, ou seja, nas cargas eletrônicas.

Como o objetivo desse trabalho refere-se ao estudo da instalação elétrica e, como esta se encontra em relação aos padrões estabelecidos, a prática recomendada IEEE 519-1992 é a mais indicada para o fim almejado.

A prática recomendada IEEE 519-1992 foi elaborada com intuito de estabelecer limites para as componentes harmônicas tanto para consumidores

quanto para as concessionárias de energia elétrica. São limites baseados em grande parte na experiência de seus elaboradores e colaboradores. Os conceitos mais importantes envolvem a avaliação das correntes harmônicas para consumidores individuais e limites de distorção harmônica de tensão para todo o sistema. Estes limites podem ser visualizados nas das tabelas 1 e 2. Sendo que a tabela-1 define os limites de distorção harmônica de tensão para todo o sistema, enquanto que a tabela-2 define os limites de distorção harmônica de corrente para consumidores individuais.

Tabela-1: *Limites de Distorção Harmônica de Tensão para Sistemas de Baixa Tensão (120V a 69kV) Recomendados pela IEEE 519-1992.*

Distorção Harmônica Máxima de Tensão		
$V_b(\text{kV})$	$DH_v(\%)$	$THD_v(\%)$
$V_b \leq 69$	3,0	5,0
$69 < V_b \leq 161$	1,5	2,5
$V_b > 161$	1,0	1,5
V_b : Tensão nominal, na frequência fundamental, no PCC (RMS Volts)		
DH_v : Distorção Harmônica Individual de Tensão		
THD_v : Distorção Harmônica Total de Tensão		

Tabela-2: *Limites de Distorção Harmônica de Corrente para Sistemas de Baixa Tensão (120V a 69kV) Recomendados pela IEEE 519-1992.*

Distorção Harmônica Máxima de Corrente						
h : Ordem das Harmônicas Ímpares						
I_{sc}/I_L	$h < 11$ (%)	$11 < h < 17$ (%)	$17 < h < 23$ (%)	$23 < h < 35$ (%)	$35 < h$ (%)	THD_i (%)
$< 20^*$	4,0	2,0	1,5	0,6	0,3	5,0
20-50	7,0	3,5	2,5	1,0	0,5	8,0
50-100	10,0	4,5	4,0	1,5	0,7	12,0
100-1000	12,0	5,5	5,0	2,0	1,0	15,0
> 1000	15,0	7,0	6,0	2,5	1,4	20,0
As harmônicas pares são limitadas a 25% do limite da harmônica ímpar imediatamente superior						
Não é permitido componente contínua						
*Todos os equipamentos de geração de energia elétrica são limitados pelos valores desta linha, independente de sua capacidade de curto circuito						
I_{sc} : Corrente de curto circuito máxima no PCC I_L : Corrente máxima solicitada pela carga, na frequência fundamental, no PCC						

Os limites, estabelecidos pela IEEE 519-1992, devem ser verificados na condição mais desfavorável possível da condição normal de funcionamento do

sistema. Todavia, para pequenos intervalos de tempo (até uma hora por dia), estes podem ser excedidos em 50% do seu valor especificado.

Como se não bastasse, de outro lado, estão os consumidores. Estes, cada vez mais conscientes de seus direitos, previstos por legislação, buscam e exigem a prestação de um serviço ou produto que reúna propriedades como: segurança, continuidade, qualidade e outros.

As concessionárias, por sua vez, procurando de forma incansável o cumprimento de todos os requisitos de qualidades assegurados na legislação e no compromisso com o consumidor, vêm buscando soluções práticas e economicamente viáveis para cumprir as normas existentes e, acima de tudo, minimizar prejuízos da ordem econômica para seus acionistas [7].

Alguns estudos realizados por profissionais de empresas de distribuição de energia elétrica, como no caso de Santa Catarina (Centrais Elétricas de Santa Catarina) [10], São Paulo (Elektro Eletricidade e Serviços S. A.) e no Espírito Santo (Empresa Luz e Força Santa Maria SA), apontaram que na avaliação do conteúdo harmônico de corrente, quase que a totalidade dos transformadores, em operação, apresentam valores de distorção acima do valor referenciado, refletindo em longos tempos médios de violação. Entre esses estudos, foi apontado que 98% dos Transformadores Trifásicos em Baixa Tensão (TTBT), apresentam não-conformidades com a futura legislação do setor.

Além disso, [10] foi apresentado que a 3ª harmônica exerce dominância entre as demais harmônicas de correntes presentes em todo o sistema comercial e residencial, sendo a principal responsável pela THD_i .

Com isso, percebe-se a necessidade da utilização de dispositivos capazes de reduzir tais componentes harmônicas e, conseqüentemente, minimizar os danos causados. É nesse contexto que os filtros de harmônicos têm um papel fundamental, uma vez que tais dispositivos conseguem filtrar as correntes harmônicas inseridas na rede, provocada por vários equipamentos de uma instalação, justificando assim a necessidade de seu emprego.

Dentre as alternativas apresentadas na literatura como possíveis estratégias para a eliminação/redução das correntes harmônicas, aquelas associadas aos filtros ativos ou passivos são, comumente, as mais empregadas.

Os filtros ativos são os mais recentes dispositivos eletrônicos capazes de reduzir, ou até mesmo eliminar, as indesejáveis harmônicas do sistema. São equipamentos extremamente sofisticados, baseados em eletrônica de potência, sendo que através de seu emprego enormes avanços têm sido obtidos na questão de filtragem de harmônicas [11].

Outra vantagem da aplicação dos filtros ativos refere-se ao fato de não promoverem ressonância com o sistema no qual são inseridos.

Entretanto, a principal desvantagem da utilização dessa tecnologia recai sobre os altos custos de implementação e/ou custos de manutenção. Estes custos são enormemente superiores aos obtidos com a filtragem passiva [4][7].

Os filtros passivos, por sua vez, são formados a partir de várias combinações dos elementos tipo R , L e C , podendo ser conectados em paralelo ou em série ao sistema elétrico. Aqueles conectados em paralelo (derivação, ou *shunt*) têm sido amplamente estudados e aplicados em sistemas elétricos [1] [9]. Ao longo de vários anos, devido a fatores científicos, tecnológicos e econômicos, têm-se mostrado como a solução mais tradicional para a redução de harmônicos [7].

Devido a sua simplicidade, os filtros passivos são dispositivos que possuem baixos custos de implantação e/ou manutenção se comparados a outras técnicas de filtragem. Além da supressão das harmônicas, os filtros passivos são utilizados na compensação de reativos de deslocamento. Dessa forma, esta técnica tem sido amplamente utilizada na correção do fator de potência.

Todavia, essa tecnologia apresenta desvantagens em relação aos filtros ativos, uma vez que possui peso (massa) e volume mais elevados, o que requer grandes espaços para sua locação. Além disso, a inserção de filtros passivos pode interagir adversamente com o sistema, podendo levar a ocorrência de ressonância.

Isto requer muita atenção durante a etapa de projeto. Talvez, esta última desvantagem seja o principal fator que limita sua aplicação.

É dentro desse contexto de oportunidades que esta dissertação procura concentrar seus esforços, haja vista que a filtragem passiva da 3ª harmônica ainda não tem recebido devida atenção. Porém, com a tendência crescente dessa perturbação nos sistemas de distribuição, julga-se oportuno explorar a viabilidade técnico-econômica de sua filtragem.

Assim sendo, o objetivo principal desta dissertação é analisar a situação de operação de Transformadores de Distribuição (TD's) da classe residencial e comercial, verificar e quantificar, através da assinatura da corrente dos sistemas, a presença de harmônicas, o fator de distorção e o fator de deslocamento.

Além disso, busca-se efetuar um projeto de filtro passivo de 3ª harmônica, para verificação de características de massa, volume, dimensões e custos, confrontadas com os resultados de filtragem esperados, para determinar a relação custo/benefício e a viabilidade técnico-econômica desta solução.

Neste sentido, com o emprego da filtragem passiva espera-se atender aos índices recomendados pela IEEE 519-1992 no tocante à *THD* de tensão e de corrente. Ressalta-se que os esforços se concentrarão, justamente, na minimização dos pontos negativos da filtragem passiva, que são: o expressivo peso (massa) e volume dos elementos do filtro, principalmente no que se refere ao indutor, que é formado de metais de alta densidade e de alto custo, como o cobre e o aço (ferro).

CAPÍTULO 1

CARGAS NÃO-LINEARES MONOFÁSICAS

1.1. INTRODUÇÃO

Em instalações elétricas residenciais e comerciais as componentes harmônicas têm origem, principalmente, nos equipamentos eletrônicos, tais como: chuveiros eletrônicos, aparelhos de ar-condicionado, lâmpadas fluorescentes, computadores, fontes chaveadas, DVD's, aparelhos de som e televisores. Estes são alguns dos equipamentos mais populares para consumidores ligados nos circuitos secundários de distribuição em baixa tensão (220 V, fase-neutro, como é o caso de Florianópolis).

No entanto, dispositivos que utilizam controle de fase, juntamente com os retificadores monofásicos de onda completa com filtro de saída capacitivo são as cargas não-lineares mais comuns e numerosas dessas unidades consumidoras.

Em especial, chuveiros com controle eletrônico de temperatura, pela potência demandada, são possivelmente os dispositivos que requerem maior atenção, quando se busca entender ou reduzir os impactos negativos na qualidade da energia elétrica em consumidores residenciais.

Neste sentido, será feita a análise da corrente drenada da rede por um chuveiro com controle eletrônico de temperatura (controle de fase), com 7 kW de potência máxima, ligado na rede monofásica de 220 V (eficaz), frequência de 60 Hz, buscando verificar o comportamento das potências aparente, ativa e reativa em função do ângulo de fase α (ângulo de disparo do TRIAC), quantificando também as componentes harmônicas e a THD_i (Distorção Harmônica Total da corrente) e sua influência no FP (Fator de Potência), no $FDesl$ (Fator de

Deslocamento) e no $FDist_i$ (Fator de Distorção da Corrente).

O objetivo principal dessa análise é conhecer os parâmetros passíveis de alteração e como estes influenciam no comportamento do circuito, isto é, a resposta em frequência da corrente e da tensão.

No caso de consumidores comerciais, pode-se dizer que devido ao número expressivo de computadores com fonte de tensão chaveada, dispositivos que possuem retificador monofásico na entrada, estes representam a maior demanda de energia processada eletronicamente. Sendo assim, julga-se importante realizar o mesmo procedimento que será feito para o chuveiro, utilizando agora um retificador monofásico de onda completa com filtro de saída capacitivo. Com isso pretende-se abordar as duas principais cargas eletrônicas presentes em ambientes residenciais e comerciais.

Assim, utilizou-se um retificador monofásico de onda completa formado por ponte de diodos, com capacitor de saída de capacitância $C_o = 1000\mu F$, e resistor variável para verificar o comportamento das potências aparente, ativa e reativa em função dos ângulos α e β (ângulos de início e fim de condução dos diodos respectivamente), quantificando também as componentes harmônicas e a THD_i e sua influência no FP , no $FDesl$ e no $FDist_i$.

1.2. CONTROLADOR CA COMO CONTROLADOR DE TEMPERATURA

O Controlador CA é um dispositivo muito utilizado em chuveiros eletrônicos que possuem controle de temperatura; o circuito da figura 1.1 representa este controlador. Topologicamente, essa estrutura é formada por uma fonte de tensão senoidal, V_i , um resistor, R , que equivale ao resistor do chuveiro, juntamente com um interruptor TRIAC, controlado através de um circuito de disparo do ângulo α .

O princípio do controle de temperatura do chuveiro consiste em variar a corrente eficaz que circula pela resistência e consequentemente a potência ativa que

realiza trabalho na forma de calor, através da variação do disparo do interruptor TRIAC. Com isso, pode-se controlar a temperatura da água a partir da variação do ângulo α .

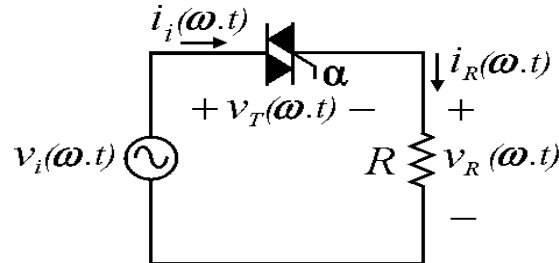


Figura 1.1: Circuito do Controlador CA.

1.2.1 Comportamento das grandezas elétricas em função do ângulo de disparo α .

A análise do controlador CA monofásico para uma resistência pura, como o caso da resistência do chuveiro, pode ser realizada com base nas formas de onda de tensão e corrente sobre a carga como mostra a figura 1.2.

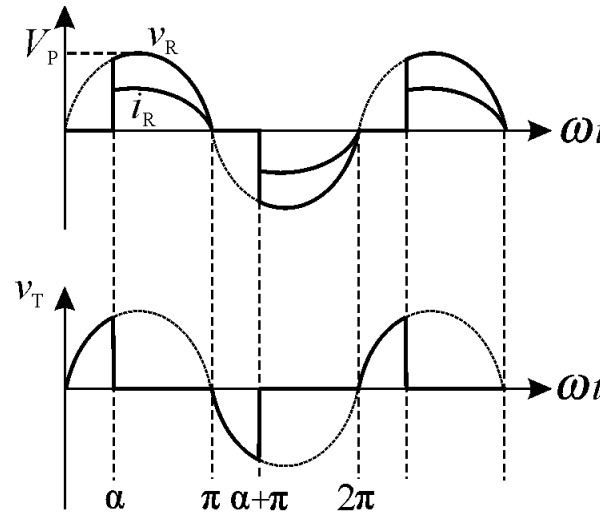


Figura 1.2: Tensões e Correntes para o controlador CA.

De acordo com o relatado em [14], as grandezas elétricas para este circuito são representadas pelas expressões:

$$v_i(\omega t) = \sqrt{2} \cdot V_o \cdot \sin(\omega t) \quad (1.1)$$

$$v_R(\omega t) = \sqrt{2} \cdot V_o \cdot \text{sen}(\omega t) \left(\frac{\pi}{\alpha}, \frac{2\pi}{\pi + \alpha} \right) \quad (1.2)$$

$$i_R(\omega t) = \frac{\sqrt{2} \cdot V_o}{R} \cdot \text{sen}(\omega t) \left(\frac{\pi}{\alpha}, \frac{2\pi}{\pi + \alpha} \right) \quad (1.3)$$

Sendo assim, a corrente eficaz que circula sobre o resistor R pode ser calculada da seguinte forma:

$$I_{\text{Ref}} = \sqrt{\frac{2}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \left(\frac{\sqrt{2} \cdot V_o}{R} \right)^2 \cdot \text{sen}(\omega t)^2 d(\omega t)} \quad (1.4)$$

Realizando a integração, I_{Ref} em função do ângulo α é dado por:

$$I_{\text{Ref}}(\alpha) = \frac{V_o}{\sqrt{\pi} \cdot R} \sqrt{(\pi - \alpha) + \frac{\text{sen}(2\alpha)}{2}} \quad (1.5)$$

A figura 1.3 traduz graficamente as informações contidas em (1.5), indicando que para $0^\circ \leq \alpha \leq 180^\circ$, a corrente I_{Ref} assume a faixa de valores $31,8 \text{ A} \geq I_{\text{Ref}} \geq 0 \text{ A}$.

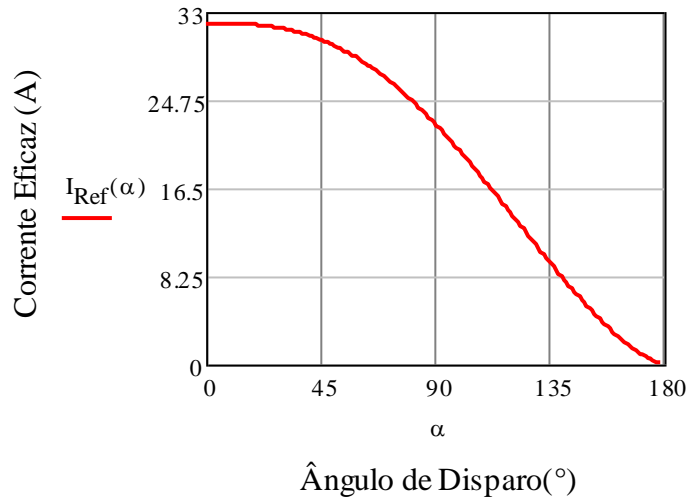


Figura 1.3: Corrente Eficaz do Resistor R em Função de α .

Já a tensão eficaz V_{Ref} sobre o resistor R é uma imagem da corrente eficaz, bastando multiplicar esta última grandeza pelo valor R , conforme expressão (1.6).

$$V_{\text{Ref}} = \frac{V_o}{\sqrt{\pi}} \sqrt{(\pi - \alpha) + \frac{\text{sen}(2\alpha)}{2}} \quad (1.6)$$

A obtenção da tensão eficaz sobre o TRIAC V_{Tef} segue o mesmo

procedimento feito para o cálculo de V_{Ref} , porém os limites de integração são diferentes, ou seja, complementares aos limites de integração de V_{Ref} . Resultando assim, na expressão (1.7):

$$V_{Tef} = V_o \sqrt{\frac{(2 \cdot \alpha) - \sin(2 \cdot \alpha)}{2 \cdot \pi}} \quad (1.7)$$

A figura 1.4 apresenta o comportamento das tensões V_{Ref} e V_{Tef} , em função de α , indicando que para $0^\circ \leq \alpha \leq 180^\circ$, assumem as faixas de valores $220 \text{ V} \geq V_{Ref} \geq 0 \text{ V}$ e $0 \leq V_{Tef} \leq 220 \text{ V}$, respectivamente.

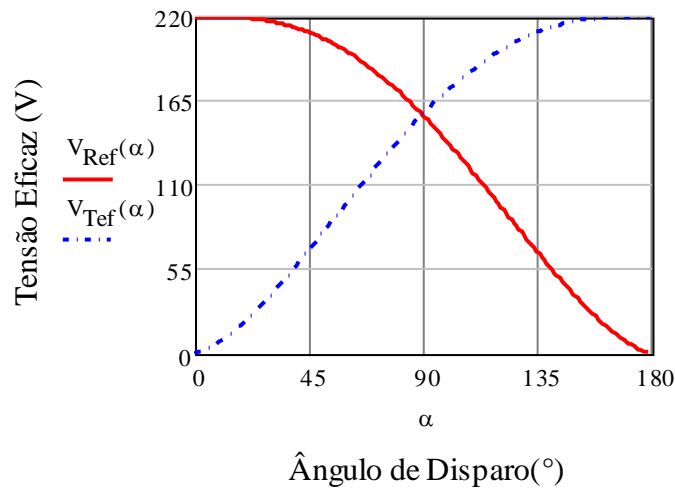


Figura 1.4: Tensões Eficazes Sobre o Resistor R e o TRIAC.

O módulo da potência aparente desenvolvida pela fonte de entrada em função de α , $S_i(\alpha)$, é dado pelo produto da tensão eficaz da fonte de entrada V_{ief} e da corrente $I_{ief}(\alpha)$ que circula pela mesma, conforme a expressão (1.8):

$$S_i(\alpha) = V_{ief} \cdot I_{ief}(\alpha) \quad (1.8)$$

Onde $I_{ief}(\alpha)$ é a própria corrente $I_{Ref}(\alpha)$ dada por (1.5).

Calculando (1.8), para um α genérico, é obtida a expressão (1.9), válida para $0^\circ \leq \alpha \leq 180^\circ$. A figura 1.5 apresenta o seu comportamento, indicando que para $0^\circ \leq \alpha \leq 180^\circ$, assume a faixa de valores $7 \text{ kVA} \geq S_i \geq 0 \text{ VA}$.

$$S_i(\alpha) = \frac{V_i^2}{R} \cdot \sqrt{\frac{\pi - \alpha + \frac{1}{2} \cdot \sin(2 \cdot \alpha)}{\pi}} \quad (1.9)$$

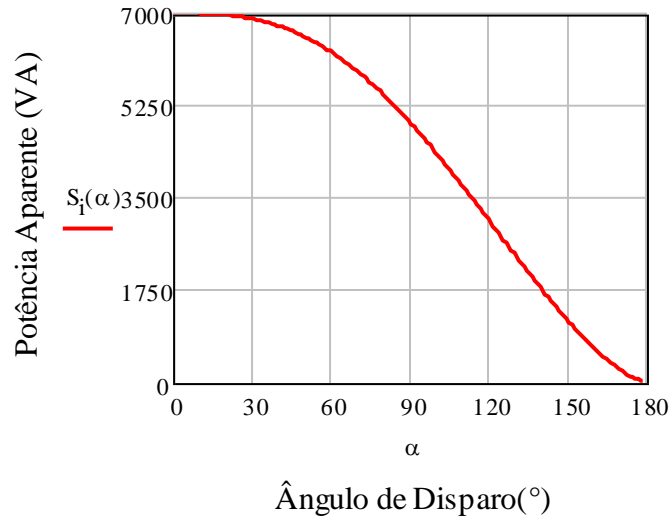


Figura 1.5: Potência Aparente Fornecida Pela Fonte de Entrada em Função de α .

A potência ativa, P_i , desenvolvida pela fonte de entrada (que corresponde à potência média dissipada no resistor R), em função de α , é dada pela expressão (1.10):

$$P_i(\alpha) = \frac{1}{2 \cdot \pi} \int_0^{2\pi} p(\omega t) \left| \left(\frac{\pi}{\alpha} \right), \left(\frac{2\pi}{\pi + \alpha} \right) \right| d(\omega t) \quad (1.10)$$

Onde $p(\omega t) \left| \left(\frac{\pi}{\alpha} \right), \left(\frac{2\pi}{\pi + \alpha} \right) \right|$ é dado por:

$$p(\omega t) \left| \left(\frac{\pi}{\alpha} \right), \left(\frac{2\pi}{\pi + \alpha} \right) \right| = \sqrt{2} \cdot V_o \cdot \sin(\omega t) \left| \left(\frac{\pi}{\alpha} \right), \left(\frac{2\pi}{\pi + \alpha} \right) \right| \cdot \frac{\sqrt{2} \cdot V_o}{R} \cdot \sin(\omega t) \left| \left(\frac{\pi}{\alpha} \right), \left(\frac{2\pi}{\pi + \alpha} \right) \right| \quad (1.11)$$

Calculando (1.11), para um α genérico, é obtida a expressão (1.12), válida para $0^\circ \leq \alpha \leq 180^\circ$. A figura 1.6 apresenta o seu comportamento, indicando que para $0^\circ \leq \alpha \leq 180^\circ$, assume a faixa de valores $7 \text{ kW} \geq P_i \geq 0 \text{ kW}$.

$$P_i(\alpha) = \frac{V_i^2}{\pi \cdot R} \cdot \left[\pi - \alpha + \frac{1}{2} \cdot \sin(2 \cdot \alpha) \right] \quad (1.12)$$

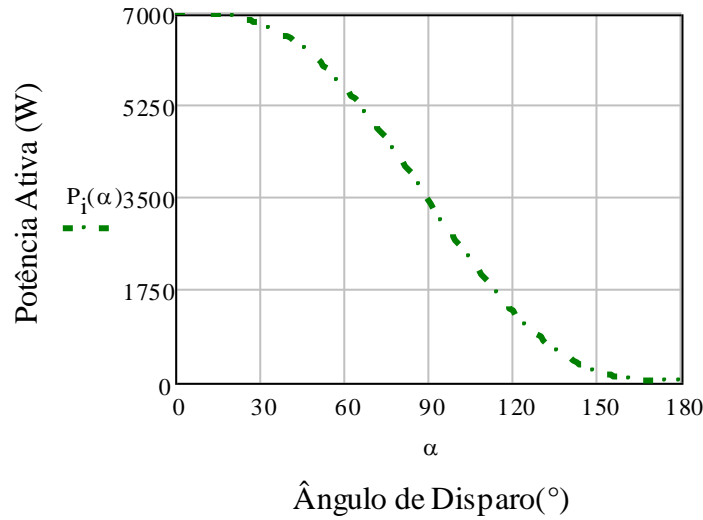


Figura 1.6: Potência Ativa Fornecida Pela Fonte de Entrada em Função de α .

Já a potência reativa, Q_i , desenvolvida pela fonte de entrada (que corresponde à potência reativa do sistema) tem um comportamento bastante interessante. Fazendo o mesmo procedimento para se obter a potência reativa, Q_i , em função de α , tem-se a expressão:

$$Q_i(\alpha) = \sqrt{S_i(\alpha)^2 - P_i(\alpha)^2} \quad (1.13)$$

Alternativamente, esta potência pode ser calculada por (1.14), onde $V_{Tef}(\alpha)$ e $I_{Tef}(\alpha)$ são dados por (1.7) e (1.5), respectivamente. Após as operações necessárias, obtém-se a expressão (1.15). Observar também que, no TRIAC, a potência reativa $Q_T(\alpha)$ é igual ao módulo da sua própria potência aparente $S_T(\alpha)$, pois o TRIAC ideal não dissipa potência. A figura 1.7 apresenta o comportamento de $Q(\alpha)_T = S_T(\alpha)$, indicando que para $0^\circ \leq \alpha \leq 180^\circ$, assume a faixa de valores $0 \text{ VA} \leq S_T \leq 3,5 \text{ kVA}$.

$$S_T(\alpha) = V_{Tef}(\alpha) \cdot I_{ef}(\alpha) \quad (1.14)$$

$$S_T(\alpha) = \frac{V_i^2}{\pi} \sqrt{\left(\frac{2 \cdot \alpha - \sin(2 \cdot \alpha)}{\pi} \right) \cdot \left(\frac{2 \cdot \pi - 2 \cdot \alpha + \sin(2 \cdot \alpha)}{4 \cdot \pi} \right)} \quad (1.15)$$

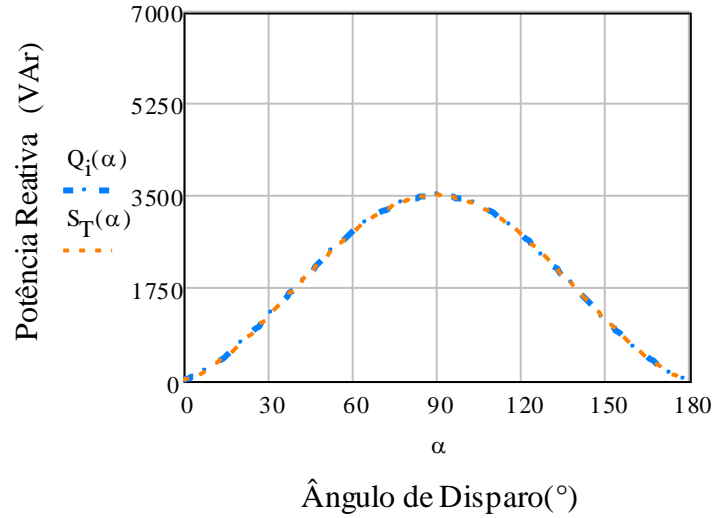


Figura 1.7: Potências Reativas Fornecidas Pela Fonte de Entrada e Desenvolvida Pelo TRIAC em Função de α .

A corrente de entrada, i_i , mostrada na figura 1.1, pode ser representada por uma série de Fourier, a qual consiste em uma somatória infinita de sinusóides puras (co-senos e senos), na frequência fundamental e nas suas múltiplas inteiras chamadas harmônicas, conforme indicado nas expressões (1.16) a (1.19), onde n é a ordem da harmônica e f é a frequência fundamental. Observar que quando $n=1$ tem-se a componente fundamental (60 Hz, no presente caso) e o termo a_o corresponde à componente contínua (inexistente no caso em questão, sendo $a_o=0$).

$$i(t) = a_o + \sum_{n=1}^{\infty} \left\{ a_n \cos(n \cdot 2\pi \cdot f \cdot t) + b_n \sin(n \cdot 2\pi \cdot f \cdot t) \right\} \quad (1.16)$$

$$a_o = \frac{1}{T} \int_0^T i(t) dt \quad (1.17)$$

$$a_n = \frac{2}{T} \int_0^T i(t) \cos(n \cdot 2\pi \cdot f \cdot t) dt \quad (1.18)$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_0^T i(t) \sin(n \cdot 2\pi \cdot f \cdot t) dt \quad (1.19)$$

Com $n=1,2,3,\dots,\infty$.

Os coeficientes “ a_n ” e “ b_n ”, com $n=1,2,3 \dots \infty$, representam o valor de pico

das componentes fundamental e harmônicas e podem ser calculados a partir de (1.18) e (1.19), com o auxílio da figura 1.2, que apresenta a forma de onda da corrente de entrada i_i , resultando as expressões (1.20) a (1.23). Observar que devido à simetria entre os semiciclos positivo e negativo da forma de onda da corrente de entrada, os coeficientes com índice par são nulos.

$$a_n = \frac{\sqrt{2}}{\pi \cdot R} \left[\frac{\cos[(n+1) \cdot \alpha] - \cos[(n+1) \cdot \pi]}{n+1} - \frac{\cos[(n-1) \cdot \alpha] - \cos[(n-1) \cdot \pi]}{n-1} \right] \quad (1.20)$$

$$b_n = \frac{\sqrt{2} \cdot V_o}{\pi \cdot R} \left[\frac{\text{sen}[(n+1) \cdot \alpha]}{n+1} - \frac{\text{sen}[(n-1) \cdot \alpha]}{n-1} \right] \quad (1.21)$$

Já para $n=1$ as expressões (1.20) e (1.21) são indeterminadas. Levantando as indeterminações, obtém-se:

$$a_1 = \frac{\sqrt{2} \cdot V_o}{2 \cdot \pi \cdot R} [\cos(2 \cdot \alpha) - 1] \quad (1.22)$$

$$b_1 = \frac{\sqrt{2} \cdot V_o}{2 \cdot \pi \cdot R} [\text{sen}(2 \cdot \alpha) + 2 \cdot \pi - 2 \cdot \alpha] \quad (1.23)$$

Desta forma, os termos em co-seno e seno de (1.16), resultam em:

$$i_{ncos}(t) = a_n \cdot \cos(n \cdot 2\pi f \cdot t) \quad (1.24)$$

$$i_{nsen}(t) = b_n \cdot \text{sen}(n \cdot 2\pi f \cdot t) \quad (1.25)$$

Onde:

n = ordem da harmônica;

f = frequência fundamental.

Observar que quando $n=1$, tem-se a componente fundamental.

A soma destas duas componentes de mesma frequência, dadas por (1.24) e (1.25), pode ser representada por uma única função sinusoidal (o seno, por exemplo), conforme apresentado em (1.26).

$$i_n(\omega t) = I_n \cdot \text{sen}(n \cdot \omega t + \phi_n) \quad (1.26)$$

Onde:

$$I_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2} \quad (1.27)$$

$$\phi_n = \arctg\left(\frac{a_n}{b_n}\right) \quad (1.28)$$

Então, a forma geral para a corrente de entrada, i_t , em sua representação por série de Fourier com coeficientes “ I_n ” (que nesta expressão indicam valor de pico das correntes de ordem n) e “ ϕ_n ” (indicam valor do ângulo de fase das correntes de ordem n) é dada por (1.29).

$$i(t) = \sum_{n=1}^{\infty} I_n \cdot \text{sen}(n \cdot \omega t + \phi_n) \quad (1.29)$$

Nas figuras 1.8 e 1.9 são apresentados os comportamentos da amplitude e do ângulo de fase da corrente em função de α .

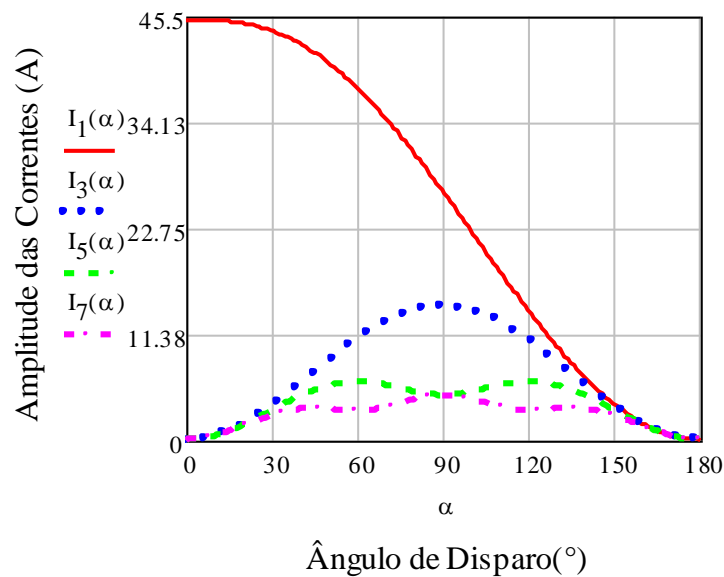


Figura 1.8: Amplitude das Correntes Harmônicas da Fonte de Entrada em Função de α .

A figura 1.9 mostra o comportamento do ângulo de fase para a corrente fundamental, assim como para a corrente de 3ª harmônica. Pode-se, a partir dessa figura, observar um efeito bastante interessante que ocorre com as harmônicas de corrente, pois, dependendo do ângulo de fase da corrente, poderá haver autocancelamento de harmônicas para várias cargas instaladas em paralelo na rede de distribuição. Dessa forma, pode-se verificar que cargas com ângulo de fase com diferença de 180° para a mesma harmônica de corrente se auto-cancelarão, não

sendo percebidas pela fonte de entrada.

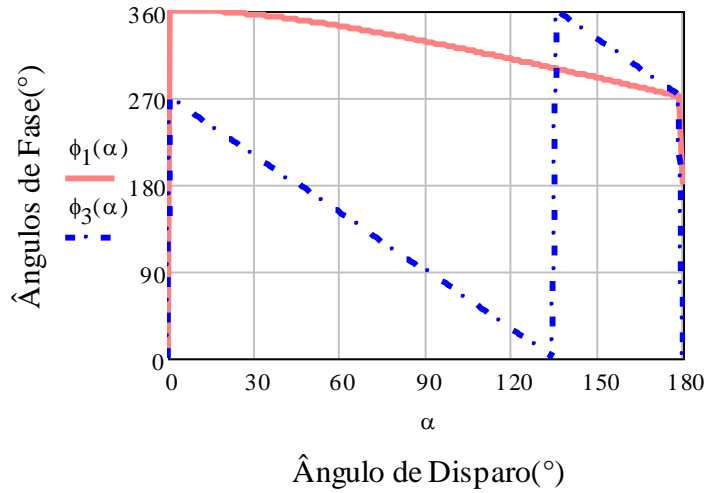


Figura 1.9: Ângulos de Fase das Correntes Fundamental e 3ª Harmônica em Função de α .

O Fator de Deslocamento, em função do ângulo de disparo, ($FDesl(\alpha)$) é calculado conforme (1.30), onde ϕ_1 é o ângulo de defasagem entre as componentes fundamentais da tensão e da corrente de entrada (θ_{v1} e θ_{i1} , respectivamente). Calculando (1.30), com o auxílio da expressão (1.28) para $n=1$, resulta a expressão (1.31), a qual é apresentada graficamente na figura 1.11.

$$FDesl(\alpha) = \cos(\theta_{v1} - \theta_{i1}) = \cos(\phi_1) \quad (1.30)$$

$$FDesl(\alpha) = \frac{[sen(2 \cdot \alpha) + 2 \cdot (\pi - \alpha)]}{\sqrt{[\cos(2 \cdot \alpha) - 1]^2 + [2 \cdot \pi - 2 \cdot \alpha + sen(2 \cdot \alpha)]^2}} \quad (1.31)$$

A Distorção Harmônica Total da corrente (THD_i), em porcentagem, é calculada por (1.32), onde todas as grandezas são funções de α . O comportamento deste indicador é mostrado na figura 1.10.

$$THD_i(\alpha) = \left[\frac{\sqrt{\sum_{n=3}^{\infty} I_{nef}(\alpha)^2}}{I_{lef}(\alpha)} \right] \cdot 100\% \quad (1.32)$$

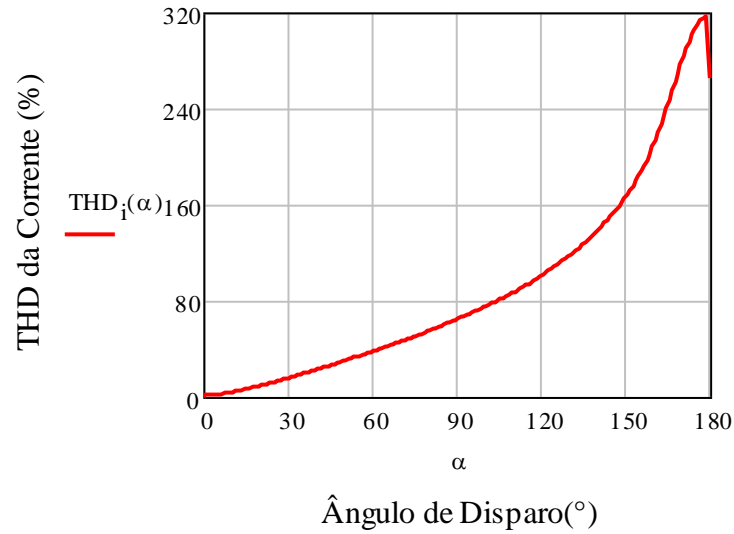


Figura 1.10: Taxa de Distorção Harmônica Total (THD_i) da Corrente de Entrada em Função de α .

O Fator de Distorção da corrente $FDist_i$, apresentado na figura 1.11, é calculado por (1.33), onde todas as grandezas são funções de α .

$$FDist_i(\alpha) = \frac{1}{\sqrt{1 + THD_i(\alpha)^2}} \quad (1.33)$$

Finalmente, o Fator de Potência FP , em função de α , é calculado por (1.34).

$$FP(\alpha) = FDesl(\alpha) \cdot FDist_i(\alpha) \quad (1.34)$$

Na figura 1.11 apresentam-se os comportamentos dos fatores de potência ($FP(\alpha)$), de Deslocamento ($FDesl(\alpha)$) e de Distorção ($FDist_i$) conforme (1.34), (1.31) e (1.33) respectivamente.

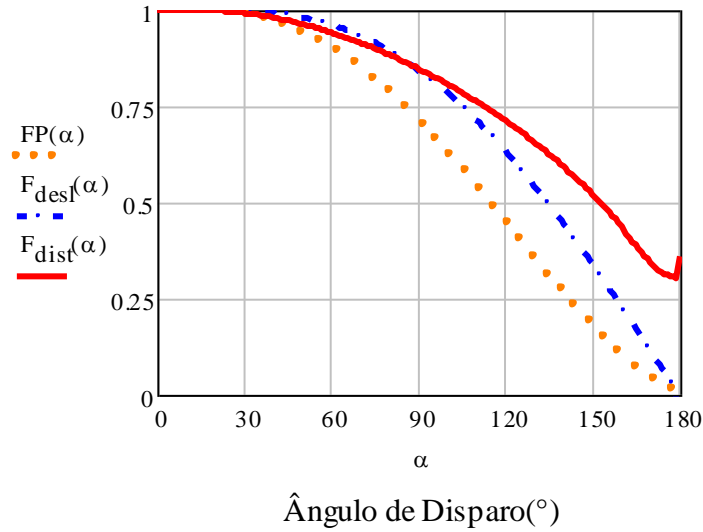


Figura 1.11: Fatores de Potência (FP), de Deslocamento ($FDesl(\alpha)$) e de Distorção ($FDist_i$).

A potência reativa de entrada pode ainda ser dividida em duas componentes, formadas pelo reativo de deslocamento e reativo de distorção.

$$Q_i(\alpha) = Q_{total}(\alpha) = \sqrt{Q_{desl}(\alpha)^2 + H_{dist}(\alpha)^2} \quad (1.35)$$

Assim sendo, pode-se calcular o potência reativa de deslocamento conforme:

$$Q_{desl}(\alpha) = P_i(\alpha) \cdot tg(-\phi_1(\alpha)) \quad (1.36)$$

Já a potência reativa de distorção pode ser encontrada conforme (1.37):

$$H_{dist}(\alpha) = S_i(\alpha) \cdot \sqrt{1 - \left(\frac{1}{\sqrt{1 + THD_i(\alpha)^2}} \right)^2} = S_i(\alpha) \cdot \sqrt{1 - FDist_i(\alpha)^2} \quad (1.37)$$

O resultado das expressões (1.35) a (1.37) é ilustrado através da figura 1.12.

Fica evidente que o valor máximo de potência reativa é desenvolvido para $\alpha=90^\circ$. Nesta condição, os valores numéricos das potências reativa e ativa atingem a metade do valor da potência ativa máxima, tornando-se iguais, caracterizando um fator de potência $FP = 0,707$. Para $\alpha < 90^\circ$, $FP > 0,707$ e para $\alpha > 90^\circ$, $FP < 0,707$.

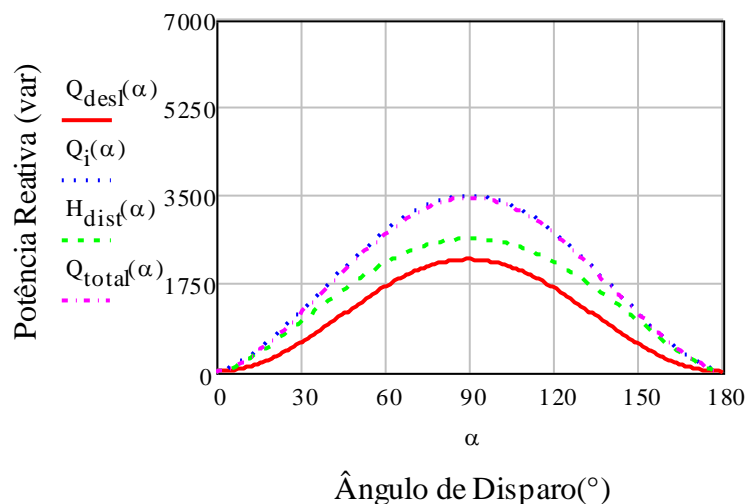


Figura 1.12: Potências Reativas de Deslocamento, Reativa Fornecida Pela Fonte de Entrada, Reativa de Distorção e Reativa Total, Todas em Função de α .

1.3. RETIFICADOR MONOFÁSICO

Grande parte dos equipamentos eletrônicos presentes no ambiente comercial e residencial apresenta, no seu estágio de entrada, um retificador monofásico com filtro capacitivo (RMFC) para efetuar a conversão CA-CC. Este tipo de retificador é muito utilizado em razão do baixo custo de fabricação e extrema simplicidade. Entretanto, como será mostrado a seguir, o conteúdo harmônico proveniente desse tipo de carga requer cuidados especiais quando se trata da distorção da forma de onda da corrente.

A figura 1.13 ilustra o circuito clássico de um RMFC formado por uma fonte de tensão senoidal V_i , uma ponte de diodos que realiza a conversão da tensão CA, um capacitor de filtragem C , para reduzir a ondulação de tensão e uma carga resistiva R . Em [9] concluiu-se que o aumento/diminuição do valor da capacitância não reflete significativamente no aumento da distorção harmônica da corrente de entrada, ocasionando apenas a redução da ondulação de tensão do capacitor e leve alteração nas componentes de elevada frequência da corrente de entrada. Desta forma, a variação de valores do capacitor C não apresenta grande influência na

busca da representação da carga pela variação de parâmetros do RMFC.

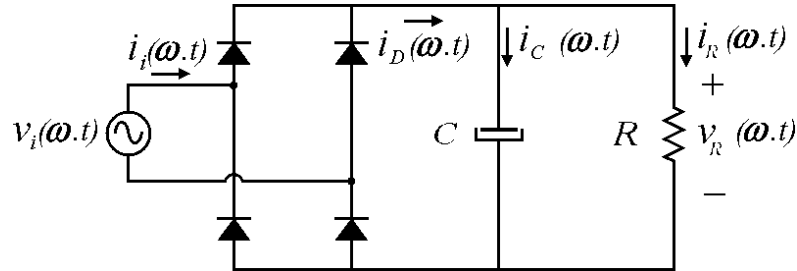


Figura 1.13: Retificador Monofásico de Onda Completa com Filtro de Saída Capacitivo.

1.3.1 Comportamento das grandezas elétricas em função de R

A análise do retificador monofásico com filtro de saída capacitivo para uma carga resistiva, como explicitado anteriormente, pode ser realizada com base nas formas de onda de tensão e corrente de entrada e tensão sobre a carga como mostra a figura 1.14.

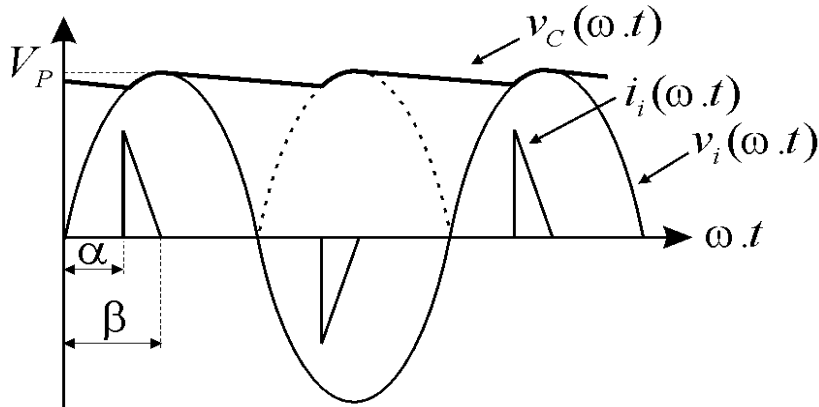


Figura 1.14: Retificador Monofásico de Onda Completa com Filtro de Saída Capacitivo.

Como pode ser visto na figura 1.14, a corrente que circula pela carga R é dada por:

$$i_R(t) = \frac{v_R(\omega.t)}{R} \quad (1.38)$$

A tensão sobre a carga R , por sua vez, durante o intervalo de condução dos diodos, é a própria tensão da fonte retificada. Assim sendo:

$$v_R(t) = v_i(t) = V_{ip} \cdot \sin(\omega.t) \quad (1.39)$$

Dessa forma, $i_R(\omega.t)$ pode ser expressa por:

$$i_R(t) = \frac{V_{ip} \cdot \sin(\omega t)}{R} \quad (1.40)$$

Já a corrente do capacitor, como se sabe, é dada através:

$$i_C(t) = C \cdot \frac{dv_C(\omega t)}{dt} \quad (1.41)$$

A tensão sobre o capacitor é a mesma tensão sobre R , $v_C(t) = v_R(t)$.

Com isso, a corrente do capacitor pode ser calculada por:

$$i_C(t) = C \cdot \frac{d[V_{ip} \cdot \sin(\omega t)]}{dt} = C \cdot \omega \cdot V_{ip} \cdot \cos(\omega t) \quad (1.42)$$

A corrente drenada da fonte de alimentação, após a retificação, assume a forma de $i_D(t)$. Como pode ser visto a partir da figura 1.13, $i_D(t)$ é a soma da corrente da carga R , com a corrente do capacitor C , sendo assim:

$$i_D(t) = i_R(t) + i_C(t) \quad (1.43)$$

Dessa forma, pode-se representar a corrente de entrada após a retificação como:

$$i_D(t) = \frac{V_{ip} \cdot \sin(\omega t)}{R} + C \cdot \omega \cdot V_{ip} \cdot \cos(\omega t) \quad (1.44)$$

Com isso, pode-se determinar o tempo, t_f , instante no qual a corrente se anula, sinalizando o fim da comutação dos diodos para o primeiro ciclo da rede. Assim, tem-se:

$$i_D(\omega t_f) = \frac{V_{ip} \cdot \sin(\omega t_f)}{R} + C \cdot \omega \cdot V_{ip} \cdot \cos(\omega t_f) = 0 \quad (1.45)$$

O que equivale a escrever:

$$\frac{V_{ip} \cdot \sin(\omega t_f)}{R} = -[C \cdot \omega \cdot V_{ip} \cdot \cos(\omega t_f)] \quad (1.46)$$

Reagrupando os termos em função de ωt_f , obtém-se:

$$\frac{\sin(\omega t_f)}{\cos(\omega t_f)} = \tan(\omega t_f) = -[C \cdot \omega \cdot V_{ip}] \cdot \frac{R}{V_{ip}} \quad (1.47)$$

Por fim, chega-se a:

$$\omega \cdot t_f = \arctg \left[- \left(\frac{C \cdot \omega \cdot V_{ip} \cdot R}{V_{ip}} \right) \right] \quad (1.48)$$

Definindo a passagem da tensão de entrada por zero como sendo o momento inicial, instante $t_o = 0$, o ângulo de condução final, definido por β , é calculado a partir de:

$$\beta = \omega t_f \quad (1.49)$$

Determinado o ângulo de condução final, β , resta calcular o ângulo do início de condução. A entrada em condução dos diodos ocorre no instante em que o módulo da tensão de entrada torna-se maior que a tensão sobre o capacitor, polarizando os diodos diretamente. Na figura 1.14 esse instante é representado por t_i .

Durante o intervalo em que os diodos permanecem bloqueados, o capacitor se descarrega exponencialmente sobre a carga R , de acordo com a seguinte expressão:

$$v_C(t) = V_{if} \cdot e^{-\frac{\omega t}{R \cdot C}} \quad (1.50)$$

Onde,

$$V_{if} = v_c(t_f) \quad (1.51)$$

Reescrevendo (1.50), tem-se:

$$v_C(t) = V_{ip} \cdot \text{sen}(\omega t_f) \cdot e^{-\left[\frac{\omega t - \omega t_f}{R \cdot C \cdot \omega} \right]} \quad (1.52)$$

Para o próximo semiciclo da rede, $v_C(\omega t + \pi)$ é definido como:

$$v_C(\omega t + \pi) = V_{ip} \cdot \text{sen}(\omega t_f + \pi) = V_{ip} \cdot \text{sen}(\omega t_f) \cdot e^{-\left[\frac{\omega t_i + \pi - \omega t_f}{R \cdot C \cdot \omega} \right]} \quad (1.53)$$

Como $\text{sen}(a + \pi) = -\text{sen}(a)$ a expressão (1.53) pode ser simplificada como:

$$-\text{sen}(\omega t_i) = \text{sen}(\omega t_f) \cdot e^{-\left[\frac{\omega t_i + \pi - \omega t_f}{R \cdot C \cdot \omega} \right]} \quad (1.54)$$

Assim sendo, $\omega \cdot t_i$ é encontrado através de:

$$\omega \cdot t_i = \arcsen \left[-\sen(\omega \cdot t_f) \cdot e^{-\left[\frac{\omega \cdot t_i + \pi - \omega \cdot t_f}{R \cdot C \cdot \omega} \right]} \right] \quad (1.55)$$

Da mesma forma que em β , o ângulo de início de condução, definido por α , é obtido através de:

$$\alpha = \omega \cdot t_i \quad (1.56)$$

A expressão (1.55) não apresenta solução analítica. Sendo assim, resolvendo de forma numérica, é possível mostrar o comportamento dos ângulos de início e fim de condução com a variação de R , conforme ilustra a figura 1.15.

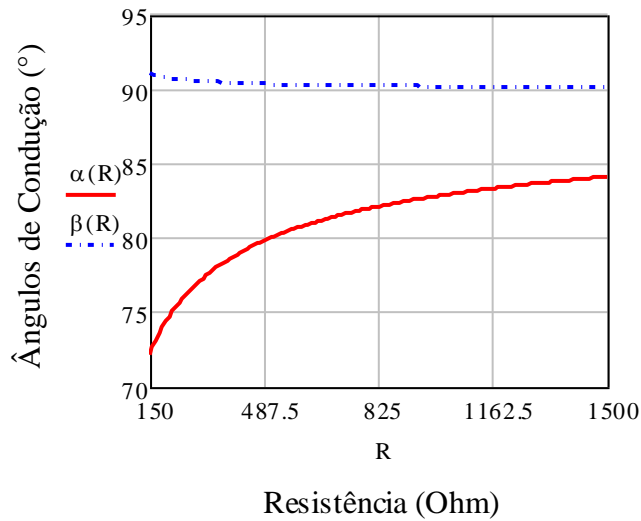


Figura 1.15: Ângulos de Início e Fim de Condução em Função de R .

A corrente de entrada i_i , mostrada na figura 1.13, pode ser representada por uma série de Fourier, da mesma forma feita para a corrente do controlador CA. Conforme indicado nas expressões (1.57) a (1.60).

$$i(t) = a_o + \sum_{n=1}^{\infty} \left\{ a_n \cos(n2\pi ft) + b_n \sen(n2\pi ft) \right\} \quad (1.57)$$

$$a_o = \frac{1}{T} \int_0^T i(t) dt \quad (1.58)$$

$$a_n = \frac{2}{T} \int_0^T i(t) \cos(n2\pi ft) dt \quad (1.59)$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_0^T i(t) \sin(n2\pi ft) dt \quad (1.60)$$

Com $n = 1, 2, 3, \dots, \infty$.

O termo a_o corresponde à componente contínua (inexistente também neste caso, sendo $a_o = 0$).

Os coeficientes “ a_n ” e “ b_n ”, com $n = 1, 2, 3 \dots \infty$, representam o valor de pico das componentes fundamental e harmônicas e podem ser calculados a partir de (1.59) e (1.60), com o auxílio da figura 1.13, que apresenta a forma de onda da corrente de entrada i_i , resultando as expressões (1.61) a (1.64). Observar que devido à simetria entre os semiciclos positivo e negativo da forma de onda da corrente de entrada, os coeficientes com índice par são nulos.

$$a_n = \frac{V_o}{2 \cdot \pi} \left\{ \frac{1}{R} \left[\frac{\cos((n+1) \cdot \alpha) - \cos((n+1) \cdot \beta)}{n+1} + \frac{\cos((n-1) \cdot \beta) - \cos((n-1) \cdot \alpha)}{n-1} \right] + C \cdot \omega \cdot \left[\frac{\sin((n+1) \cdot \beta) - \sin((n+1) \cdot \alpha)}{n+1} + \frac{\sin((n-1) \cdot \alpha) - \sin((n-1) \cdot \beta)}{n-1} \right] \right\} \quad (1.61)$$

$$b_n = \frac{V_o}{2 \cdot \pi} \left\{ \frac{1}{R} \left[\frac{\sin((n+1) \cdot \alpha) - \sin((n+1) \cdot \beta)}{n+1} + \frac{\sin((n-1) \cdot \beta) - \sin((n-1) \cdot \alpha)}{n-1} \right] + C \cdot \omega \cdot \left[\frac{\cos((n+1) \cdot \alpha) - \cos((n+1) \cdot \beta)}{n+1} + \frac{\cos((n-1) \cdot \alpha) - \cos((n-1) \cdot \beta)}{n-1} \right] \right\} \quad (1.62)$$

Já para $n = 1$ as expressões (1.61) e (1.62) são indeterminadas. Levantando as indeterminações, obtêm-se:

$$a_1 = \frac{V_o}{2 \cdot \pi} \left\{ \frac{1}{R} [\cos(2 \cdot \alpha) - \cos(2 \cdot \beta)] + C \cdot \omega [\sin(2 \cdot \beta) - \sin(2 \cdot \alpha) + 2 \cdot \beta - 2 \cdot \alpha] \right\} \quad (1.63)$$

$$b_1 = \frac{V_o}{2 \cdot \pi} \left\{ \frac{1}{R} [\sin(2 \cdot \beta) - \sin(2 \cdot \alpha) + 2 \cdot \beta - 2 \cdot \alpha] + C \cdot \omega [\cos(2 \cdot \alpha) - \cos(2 \cdot \beta)] \right\} \quad (1.64)$$

Desta forma, os termos em co-seno e seno de (1.59), resultam em:

$$i_{n\cos}(t) = a_n \cdot \cos(n \cdot 2\pi f \cdot t) \quad (1.65)$$

$$i_{n\sin}(t) = b_n \cdot \sin(n \cdot 2\pi f \cdot t) \quad (1.66)$$

Observar que quando $n = 1$, tem-se a componente fundamental.

A soma destas duas componentes de mesma frequência, dadas por (1.65) e (1.66), pode ser representada por uma única função sinusoidal (o seno, por exemplo), conforme apresentado em (1.67).

$$i_n(\omega t) = I_n \cdot \text{sen}(n \cdot \omega t + \phi_n) \quad (1.67)$$

Onde:

$$I_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2} \quad (1.68)$$

$$\phi_n = \arctg\left(\frac{a_n}{b_n}\right) \quad (1.69)$$

Então, a forma geral para a corrente de entrada i_i , em sua representação por série de Fourier com coeficientes “ I_n ” (que nesta expressão indicam valor de pico das correntes de ordem n) e “ ϕ_n ” (indicam valor do ângulo de fase das correntes de ordem n) é dada por (1.70).

$$i(\omega t) = \sum_{n=1}^{\infty} I_n \cdot \text{sen}(n \cdot \omega t + \phi_n) \quad (1.70)$$

Nas figuras 1.16 e 1.17 são apresentados os comportamentos da amplitude e do ângulo de fase da corrente, em função de R .

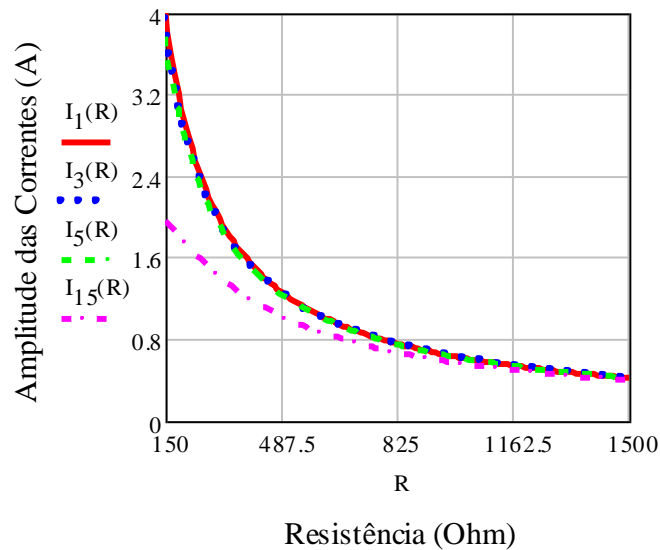


Figura 1.16: Amplitudes das Correntes Harmônicas da Fonte de Entrada em Função de R .

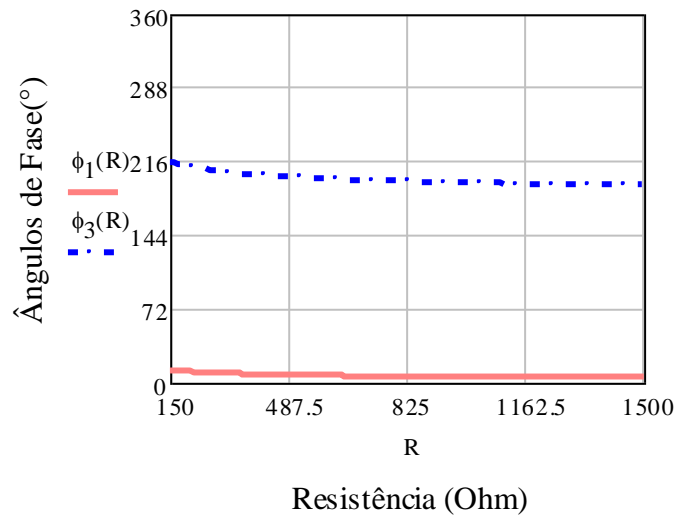


Figura 1.17: Ângulos de Fase das Correntes Harmônicas da Fonte de Entrada em Função de R

A figura 1.17 mostra o comportamento do ângulo de fase da corrente fundamental, assim como da corrente de 3ª harmônica para o retificador, em função da resistência. Pode-se, a partir dessa figura, observar que as harmônicas de corrente não apresentam grandes variações de ângulo de fase, como ocorre para o controlador CA. Dessa forma, não ocorre autocancelamento da 3ª harmônica para várias cargas do tipo retificadores instaladas em paralelo na rede de distribuição.

Porém, um fato interessante é que cargas do tipo retificador em paralelo com cargas do tipo controlador CA com ângulo de fase defasados de 180° para a mesma harmônica de corrente se autocancelarão parcialmente, não sendo vistas integralmente pela fonte de entrada.

A Distorção Harmônica Total da corrente (THD_i), em percentagem, é calculada por (1.71), onde todas as grandezas são funções de R . Como pôde ser visto na 1.16, as amplitudes das correntes são bastantes significativas. Isso mostra que cargas com retificador monofásico apresentam um conteúdo harmônico bastante elevado. A figura 1.18 ilustra perfeitamente esse fato através da THD_i em função de R .

$$THD_i(R) = \left[\frac{\sqrt{\sum_{n=3}^{\infty} I_{nef}(R)^2}}{I_{1ef}(R)} \right] \cdot 100 \% \quad (1.71)$$

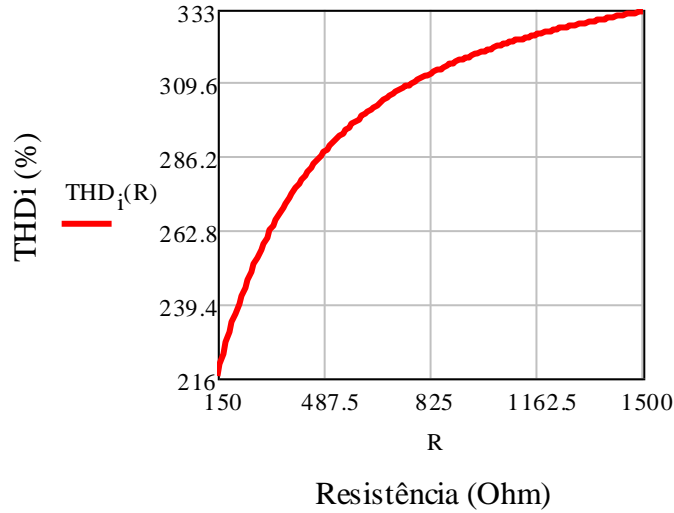


Figura 1.18: Taxa de Distorção Harmônica Total (THD_i) da Corrente de Entrada em Função de R .

O Fator de Distorção da corrente $FDist_i$ é calculado por (1.72), onde todas as grandezas são funções de R , e é apresentado na figura 1.19.

$$FDist_i(R) = \frac{1}{\sqrt{1 + THD_i(R)^2}} \quad (1.72)$$

O Fator de Deslocamento, em função de R , ($FDesl(R)$) é calculado conforme (1.73), onde ϕ_1 é o ângulo de defasagem entre as componentes fundamentais da tensão e da corrente de entrada (θ_{v1} e θ_{i1} , respectivamente), calculado em (1.69).

$$FDesl(R) = \cos(\theta_{v1} - \theta_{i1}) = \cos(\phi_1(R)) \quad (1.73)$$

Finalmente, o FP é calculado por (1.74), onde todas as grandezas são funções de R .

$$FP(R) = FDesl(R) \cdot FDist_i(R) \quad (1.74)$$

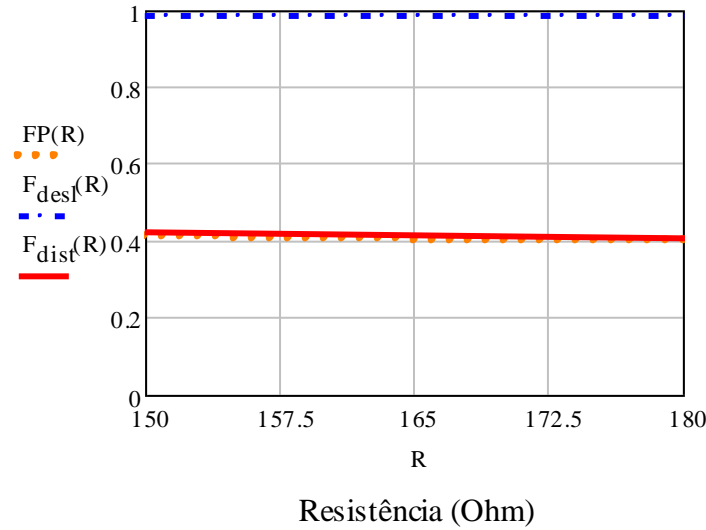


Figura 1.19: Fatores de Potência (FP), de Deslocamento ($FDesl(\alpha)$) e de Distorção ($FDist_i$).

Na figura 1.19 é apresentado o comportamento do FP , $FDesl(R)$ e $FDist_i$, todos em função de R .

O módulo da potência aparente desenvolvida pela fonte de entrada, em função de R , $S_i(R)$ é dado pelo produto da tensão eficaz da fonte de entrada V_{ief} e da corrente $I_{ief}(R)$ que circula pela mesma, conforme a expressão:

$$S_i(R) = V_{ief} \cdot I_{ief}(R) \quad (1.75)$$

Onde $I_{ief}(R)$ pode ser encontrada através de:

$$I_{ief}(R) = \frac{I_1(R) \cdot \sqrt{1 + THD_i(R)^2}}{\sqrt{2}} \quad (1.76)$$

A figura 1.20 apresenta o seu comportamento, indicando que para $150\Omega \leq R \leq 1500\Omega$, assume a faixa de valores $1500 \text{ VA} \geq S_i \geq 223 \text{ VA}$, para uma tensão de entrada de 220V.

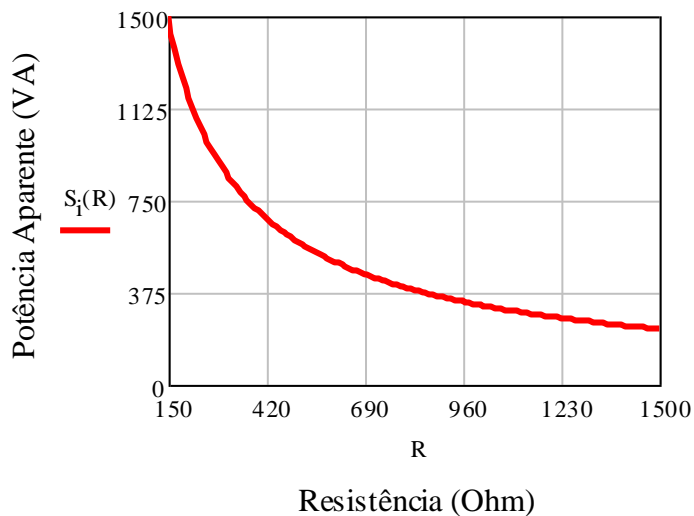


Figura 1.20: Potência Aparente Fornecida Pela Fonte de Entrada em Função de R .

A potência ativa, P_i , desenvolvida pela fonte de entrada (que corresponde à potência média dissipada no resistor R), em função de R , é dada pela expressão (1.77):

$$P_i(R) = R \cdot I_o(R)^2 \quad (1.77)$$

Onde $I_o(R)$ é a corrente média que circula pelo resistor R :

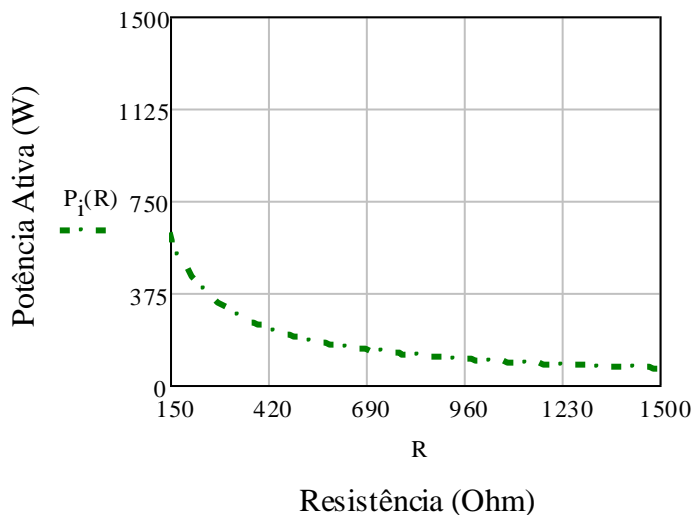


Figura 1.21: Potência Ativa Fornecida Pela Fonte de Entrada em Função de R .

Já a potência reativa, Q_i , desenvolvida pela fonte de entrada pode ser obtida através da diferença quadrática da potência aparente e da potência ativa

$$Q_i(R) = \sqrt{S_i(R)^2 - P_i(R)^2} \quad (1.78)$$

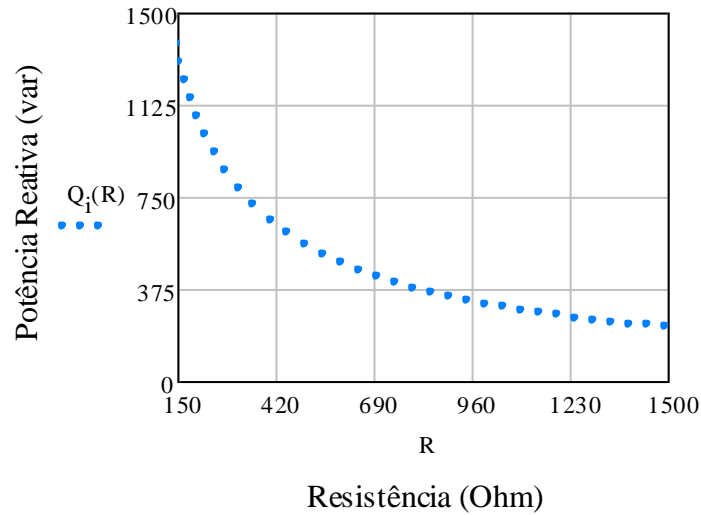


Figura 1.22: Potência Reativa Fornecida Pela Fonte de Entrada em Função de R.

A potência reativa de entrada pode ainda ser dividida em duas componentes formadas pelo reativo de deslocamento e reativo de distorção.

$$Q_i(R) = Q_{total}(R) = \sqrt{Q_{desl}(R)^2 + H_{dist}(R)^2} \quad (1.79)$$

Assim sendo, pode-se calcular o potência reativa de deslocamento conforme:

$$Q_{desl}(R) = P_i(R) \cdot \text{tg}(-\phi_1(R)) \quad (1.80)$$

Já, a potência reativa de distorção pode ser encontrada conforme (1.81):

$$H_{dist}(R) = S_i(R) \cdot \sqrt{1 - \left(\frac{1}{\sqrt{1 + THD_i(R)^2}} \right)^2} = S_i(R) \cdot \sqrt{1 - FDist_i(R)^2} \quad (1.81)$$

O resultado das expressões (1.78) a (1.81) pode ser visto com a ajuda da figura 1.23.

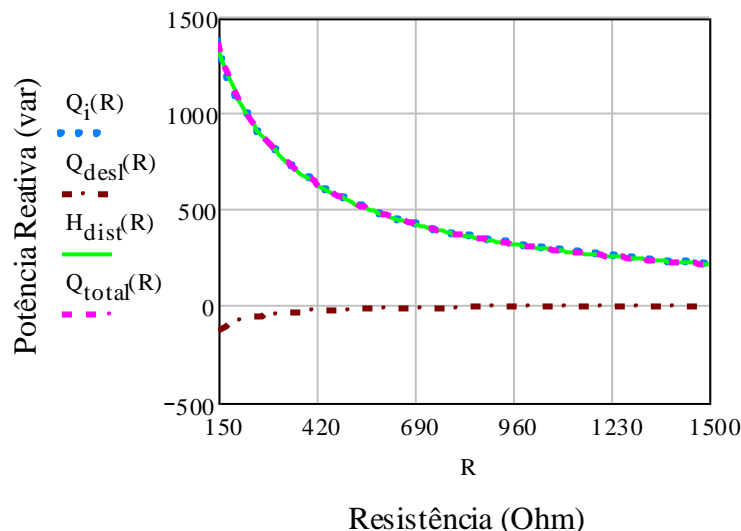


Figura 1.23: Potências Reativas Fornecida Pela Fonte de Entrada, de Deslocamento de Distorção e Total em Função de R .

Pode ser visto a partir das figuras 1.19 a 1.23 que a potência reativa de deslocamento é muito pequena se comparada à potência reativa de distorção, sendo ainda capacitiva.

Todavia, a potência reativa de distorção apresenta valores significativos, sendo superior ao dobro da potência ativa requerida pelo equipamento, o que leva a um baixo F_{Dist_i} (em torno de 0,42). Isto faz com que o FP , fruto do produto entre F_{Desl} e de F_{Dist_i} seja muito baixo, próximo de 0,40 para essa situação.

1.4. CONCLUSÕES SOBRE O CAPÍTULO

Foi apresentada uma análise sobre duas cargas não-lineares, uma tipicamente residencial (como no caso do chuveiro eletrônico) e outra comercial (como no caso do retificador de onda completa com filtro de saída capacitivo). Estas foram escolhidas devido à potência demandada e a grande quantidade, respectivamente, o que as torna dominante, no tocante às harmônicas de corrente nesses tipos de instalações.

Este estudo mostrou que apesar destas cargas possuírem circuitos eletrônicos bem simples, elas apresentam um comportamento muito complexo no que diz respeito às harmônicas de corrente.

A THD_i apresentou valores bem elevados para os dois equipamentos, o que provoca uma grande redução do fator de potência e, conseqüentemente, do fator de potência do sistema no qual estão inseridos. Isto representa uma grande demanda de potência reativa de distorção requerida pela instalação. Além disso, trata-se de fontes de correntes harmônicas presentes na rede de distribuição, e por serem elevadas, podem afetar as demais cargas instaladas no secundário do mesmo transformador.

Outra conclusão importante diz respeito ao cancelamento mútuo e parcial de harmônicas. Isto leva a crer que a compensação de reativos de distorção por meio de um filtro instalado junto ao secundário do transformador apresenta vantagens ao invés de se buscar compensar reativos diretamente na carga. Em outras palavras, para transformadores de distribuição, por exemplo, seria vantajoso um filtro maior no secundário do transformador do que vários filtros menores instalados em cada unidade residencial ou comercial, obtendo assim custo e volume final menores.

E por fim, foram apresentados conceitos fundamentais de qualidade de energia relacionados com a eletrônica de potência, de uso muito comum por parte de profissionais da área, e também foram desenvolvidas fórmulas importantes e pouco relatadas na literatura até o momento, como é o caso das fórmulas de potências reativas de distorção.

CAPÍTULO 2

TD ALIMENTANDO CONSUMIDORES DA CLASSE COMERCIAL

2.1. INTRODUÇÃO

A finalidade deste capítulo é apresentar e caracterizar um sistema elétrico para uma unidade consumidora da classe comercial, isto é, estabelecimentos como: “shoppings centers”, universidades, supermercados, centros atacadistas, hospitais, hotéis, bancos, entre outros.

Além disso, será realizada uma análise dos resultados obtidos através de medições, efetuadas durante a elaboração desse trabalho, para então obter um modelo que represente o mais fielmente a carga equivalente de um sistema tipicamente comercial.

Desse modo, foram realizadas medições em quatro transformadores situados dentro de uma subestação abaixadora que alimenta o Centro Tecnológico da Universidade Federal de Santa Catarina. As medições foram efetuadas através de dois equipamentos diferentes, fabricados especialmente para funções de análise de energia, como o caso do Analisador de Energia RE6000 da EMBRASUL e do Power Quality Analyzer 43B da FLUKE, para assegurar maior confiabilidade aos índices encontrados.

2.2. CARACTERIZAÇÃO DO SISTEMA ELÉTRICO DO TIPO COMERCIAL

Como apresentado no capítulo 1, uma instalação tipicamente comercial apresenta cargas eletrônicas que injetam uma série de harmônicas de corrente na rede de distribuição que as alimenta. Dentre os diversos equipamentos presentes, de uso comercial, podem-se citar: aparelhos condicionadores de ar, computadores, microcomputadores e fontes de alimentação, lâmpadas fluorescentes, etc.

Estes tipos de cargas apresentam características extremamente importantes que juntas formam e caracterizam uma instalação da classe comercial. Desse modo, torna-se essencial conhecer tais características para a determinação e escolha do melhor tipo de filtro que será empregado para filtragem das componentes harmônicas aqui tratadas. Dentre elas podem-se destacar:

- Cargas com baixas potências individuais;
- Alta potência total da instalação para cada unidade consumidora. Estas são, na maioria das vezes, alimentadas por transformadores de 75 kVA a 500 kVA;
- Variações de consumo bruscas durante todo o “horário comercial”, caracterizando assim, períodos de carga leve e pico de carga. Porém, tais variações podem ser previstas graças ao horário de funcionamento dos prédios comerciais, que ocorre principalmente das 8h às 18h durante os dias úteis da semana;
- Baixo fator de deslocamento em decorrência do número elevado de aparelhos condicionadores de ar. Isto é, podem apresentar grandes demandas de potência reativa de deslocamento, sobretudo em períodos com estações climáticas de temperatura elevada;
- Conteúdo harmônico bastante expressivo devido às características das cargas eletrônicas mais comuns utilizadas para fins comerciais, como apresentadas no capítulo 1. Ou seja, a THD_i bastante elevada sendo que a 3ª harmônica é dominante entre as demais componentes harmônicas de corrente.

2.3. AVALIAÇÃO DO SISTEMA TÍPICAMENTE COMERCIAL

Para obter um modelo do sistema real, tipicamente comercial, foi realizado um estudo em quatro transformadores, sendo esses denominados Trafo 01, Trafo 02, Trafo 03 e Trafo 04. Buscou-se através do comportamento das tensões e correntes de cada fase dos transformadores fazer uma análise do perfil de cada transformador durante seu período de funcionamento, isto é, para as 24 horas do dia.

Para tanto, foram realizadas medições das tensões e correntes das três fases do secundário dos transformadores, denominadas, para melhor compreensão, de fase A, fase B e fase C. Para todas as medições realizadas nos transformadores da subestação foi adotada uma coleta dos dados a cada 1 minuto, durante os sete dias da semana. Posteriormente, os dados foram exportados dos equipamentos de medição para o *software* do próprio fabricante do equipamento, o que possibilitou o levantamento do perfil da tensão e corrente de cada uma das fases, como mostram as figuras 2.1 a 2.24.

Os parâmetros de cada transformador são apresentados a seguir, na tabela 2.1.

Tabela 2.1: Parâmetros dos transformadores medidos.

Transformador	Potência (kVA)	Tipo de ligação	Tensão nominal (V)
Trafo-01	150	Delta/Estrela	13,8k/380
Trafo-02	225	Delta/Estrela	13,8k/380
Trafo-03	300	Delta/Estrela	13,8k/380
Trafo-04	150	Delta/Estrela	13,8k/380

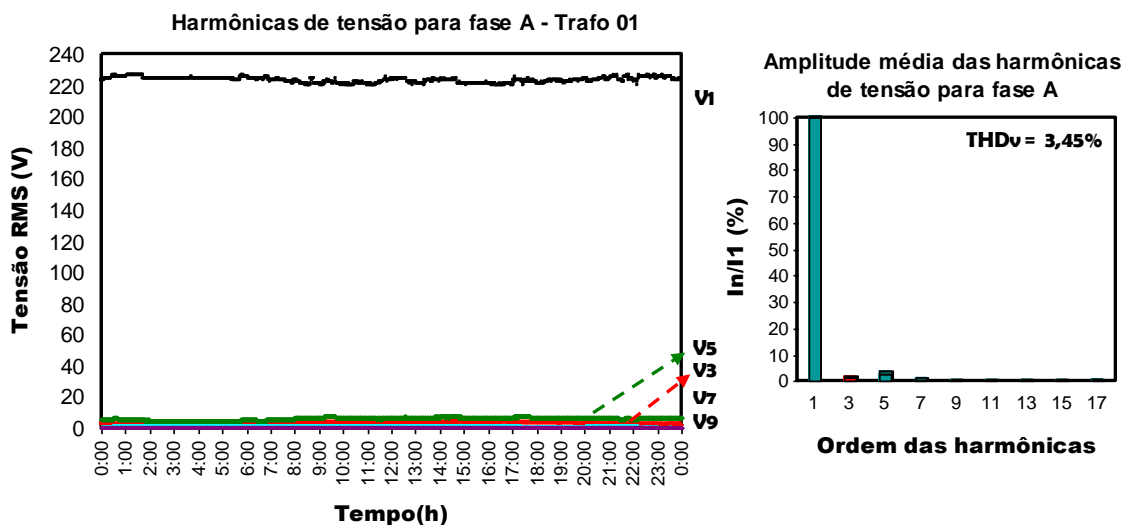


Figura 2. 1: Valor eficaz das harmônicas de tensão em função das horas do dia para a fase A do Trafo 01, ao lado direito têm-se as amplitudes médias das harmônicas de tensão para o período compreendido entre as 09h-19h, em porcentagem da fundamental.

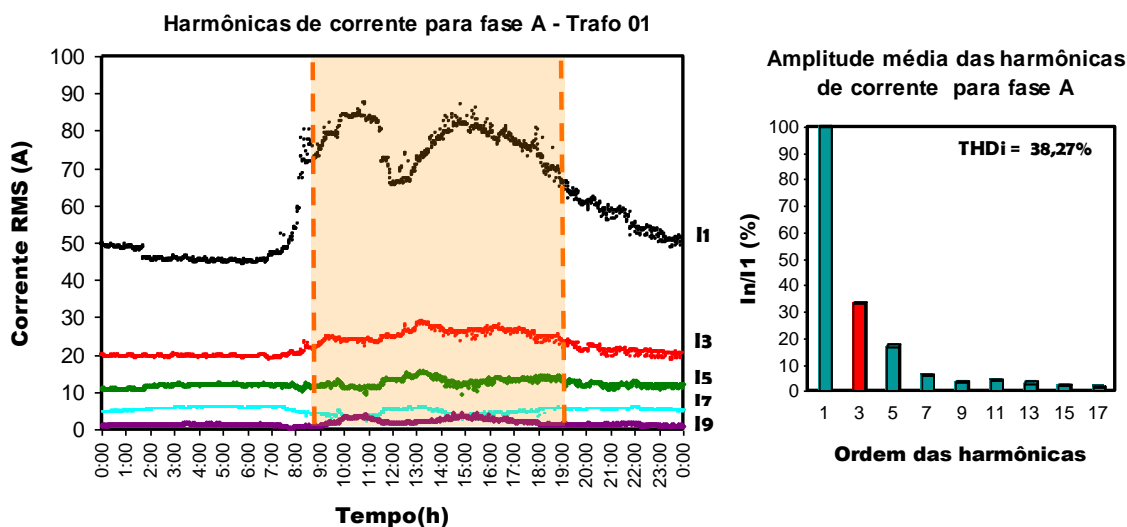


Figura 2. 2: Valor eficaz das harmônicas de corrente em função das horas do dia para a fase A do Trafo 01, ao lado direito têm-se as amplitudes médias das harmônicas de corrente para o período compreendido entre as 09h-19h, em porcentagem da fundamental.

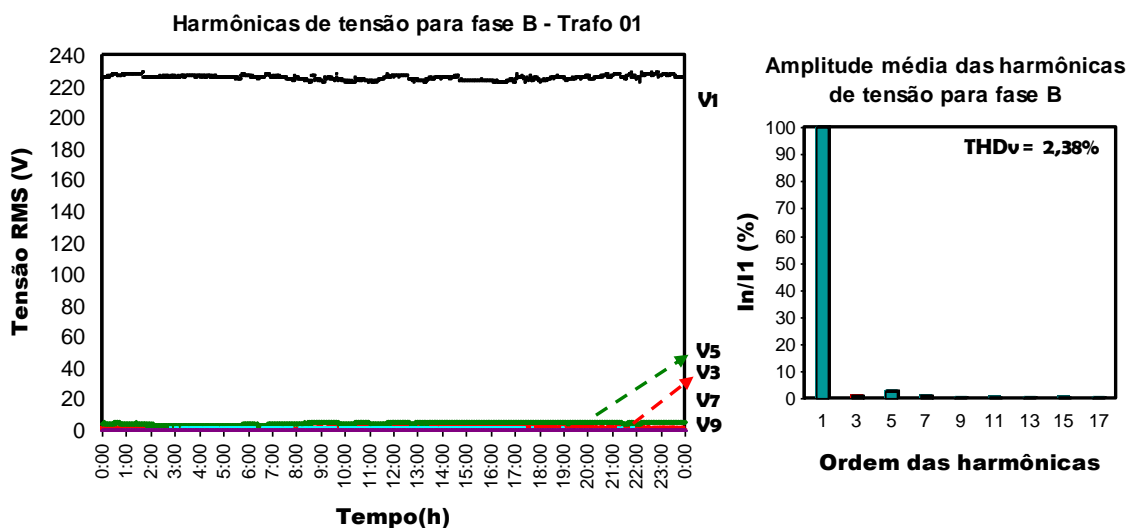


Figura 2. 3: Valor eficaz das harmônicas de tensão em função das horas do dia para a fase B do Trafo 01, ao lado direito têm-se as amplitudes médias das harmônicas de tensão para o período compreendido entre as 09h-19h, em porcentagem da fundamental.

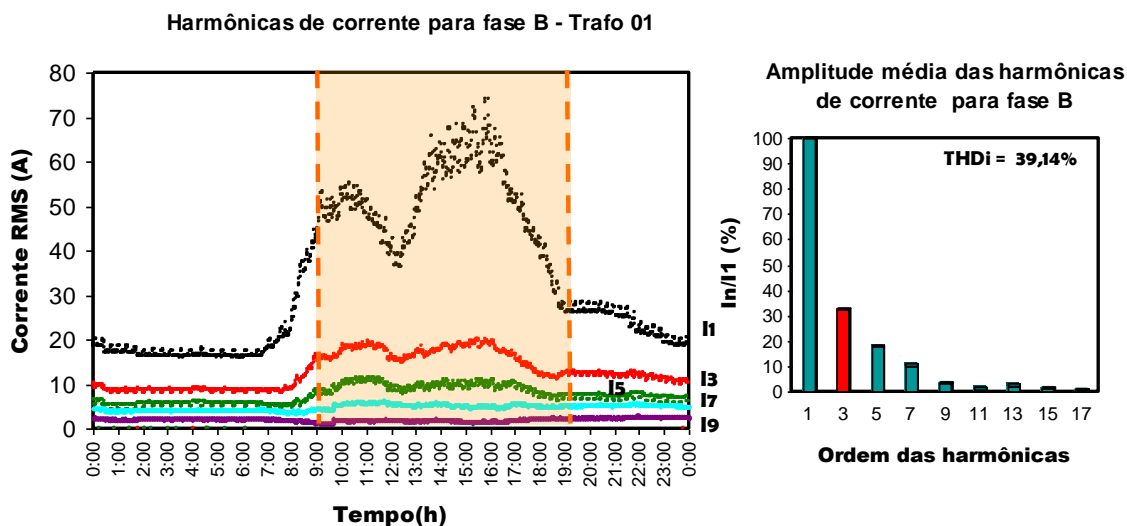


Figura 2. 4: Valor eficaz das harmônicas de corrente em função das horas do dia para a fase B do Trafo 01, ao lado direito têm-se as amplitudes médias das harmônicas de corrente para o período compreendido entre as 09h-19h, em porcentagem da fundamental.

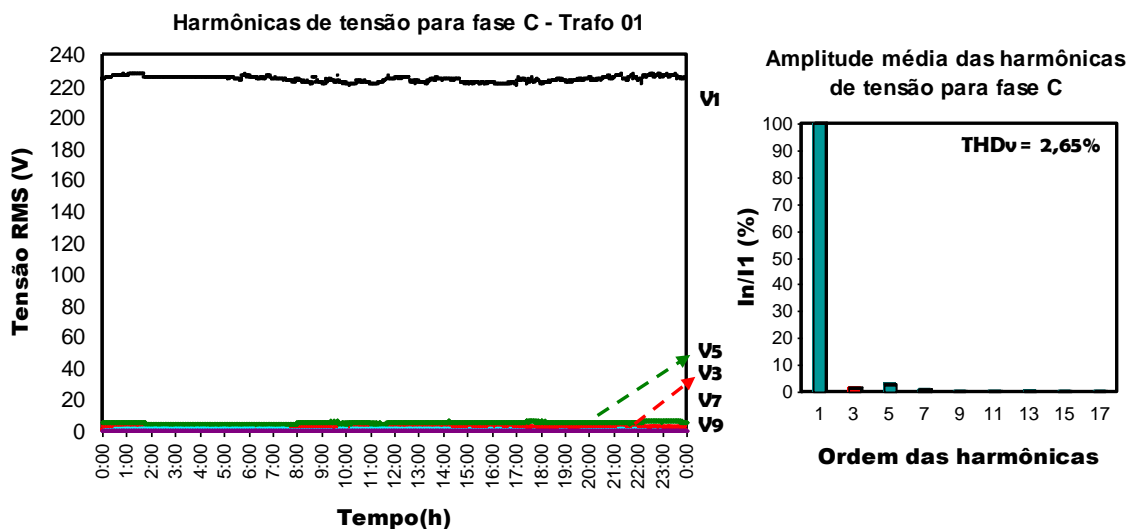


Figura 2. 5: Valor eficaz das harmônicas de tensão em função das horas do dia para a fase C do Trafo 01, ao lado direito têm-se as amplitudes médias das harmônicas de tensão para o período compreendido entre as 09h-19h, em porcentagem da fundamental.

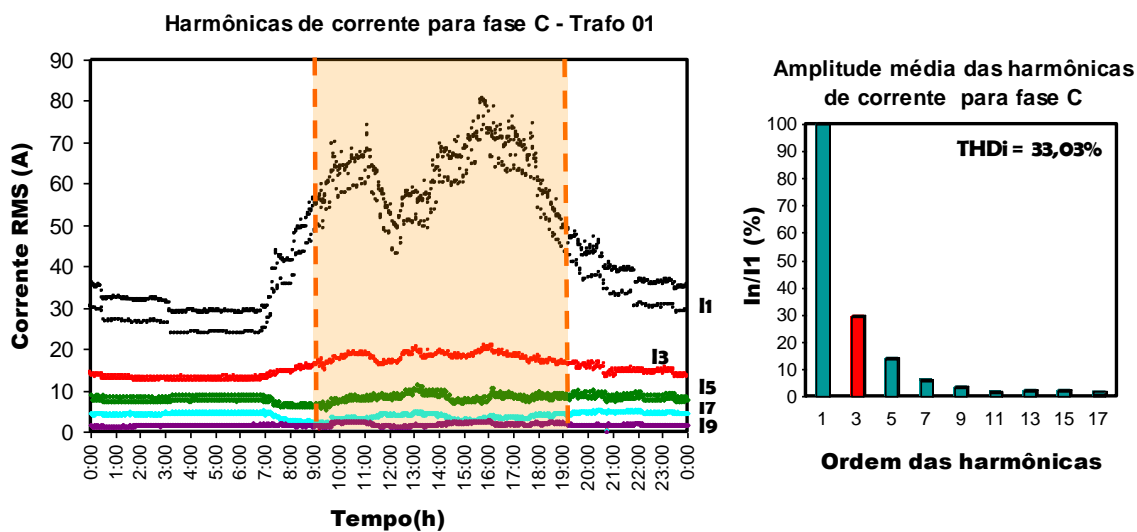


Figura 2. 6: Valor eficaz das harmônicas de corrente em função das horas do dia para a fase C do Trafo 01, ao lado direito têm-se as amplitudes médias das harmônicas de corrente para o período compreendido entre as 09h-19h, em porcentagem da fundamental.

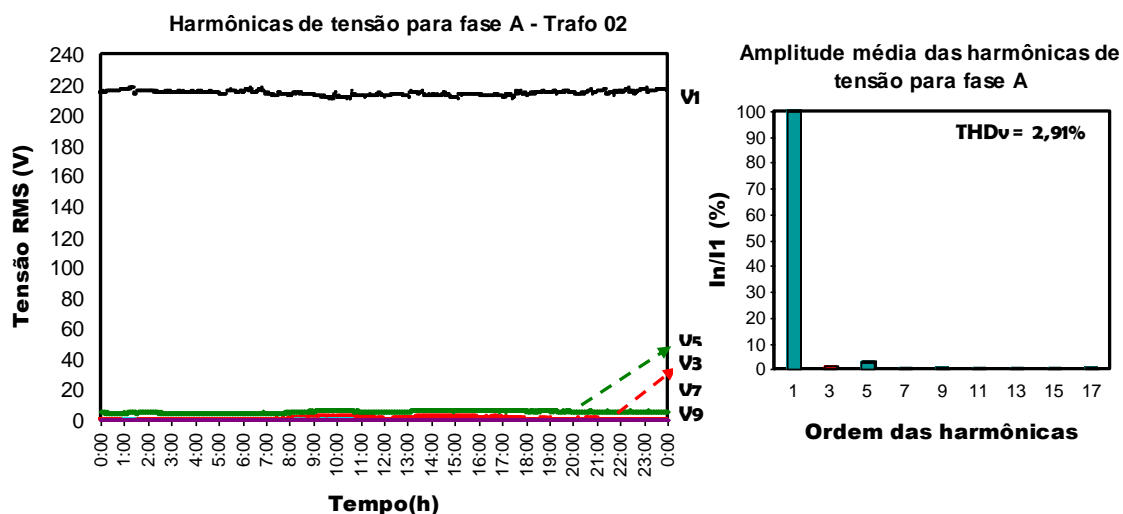


Figura 2. 7: Valor eficaz das harmônicas de tensão em função das horas do dia para a fase A do Trafo 02, ao lado direito têm-se as amplitudes médias das harmônicas de tensão para o período compreendido entre as 09h-19h, em porcentagem da fundamental.

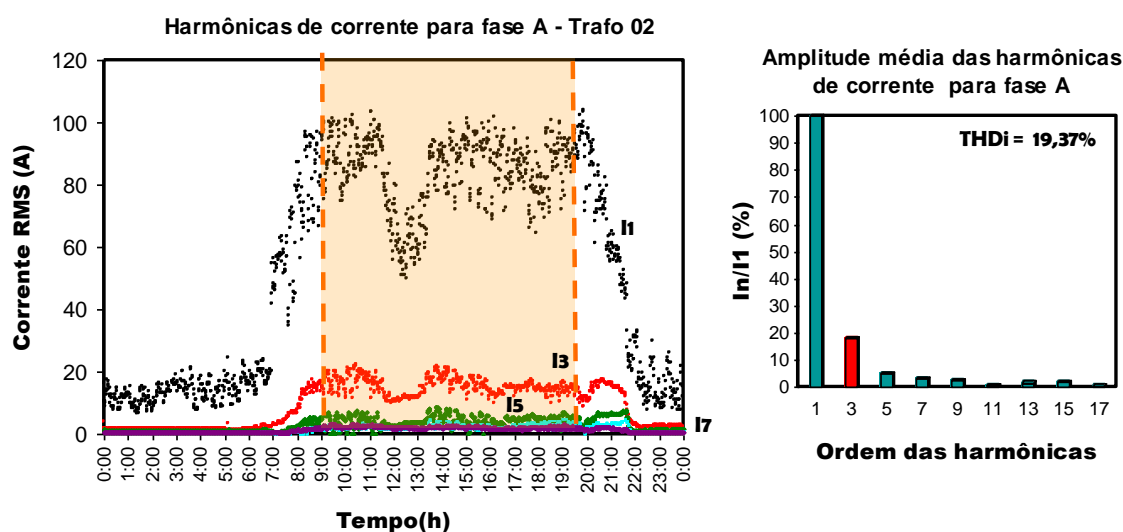


Figura 2. 8: Valor eficaz das harmônicas de tensão em função das horas do dia para a fase A do Trafo 02, ao lado direito têm-se as amplitudes médias das harmônicas de tensão para o período compreendido entre as 09h-19h, em porcentagem da fundamental.

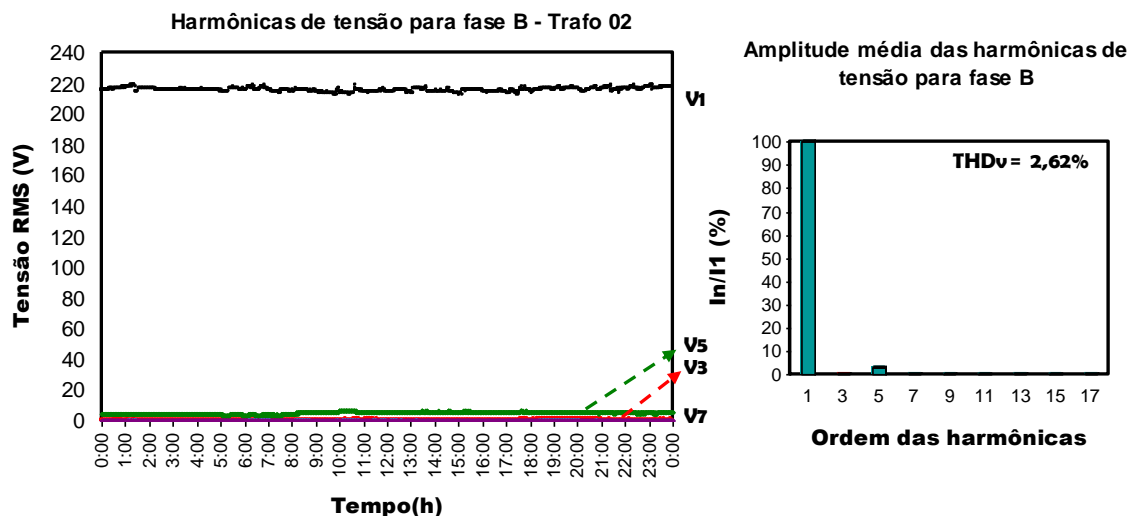


Figura 2. 9: Valor eficaz das harmônicas de tensão em função das horas do dia para a fase B do Trafo 02, ao lado direito têm-se as amplitudes médias das harmônicas de tensão para o período compreendido entre as 09h-19h, em porcentagem da fundamental.

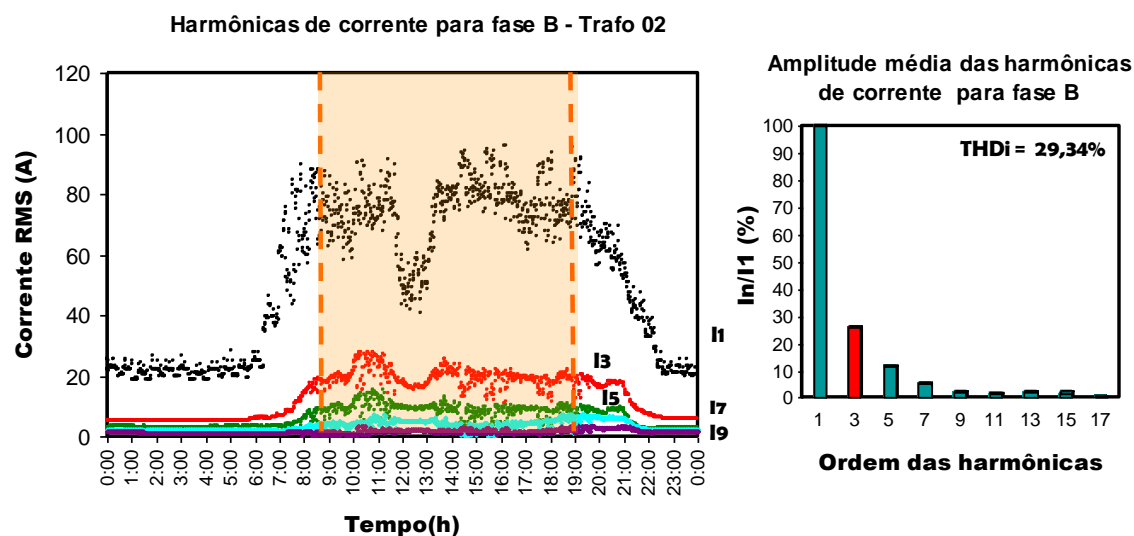


Figura 2. 10: Valor eficaz das harmônicas de corrente em função das horas do dia para a fase B do Trafo 02, ao lado direito têm-se as amplitudes médias das harmônicas de corrente para o período compreendido entre as 09h-19h, em porcentagem da fundamental.

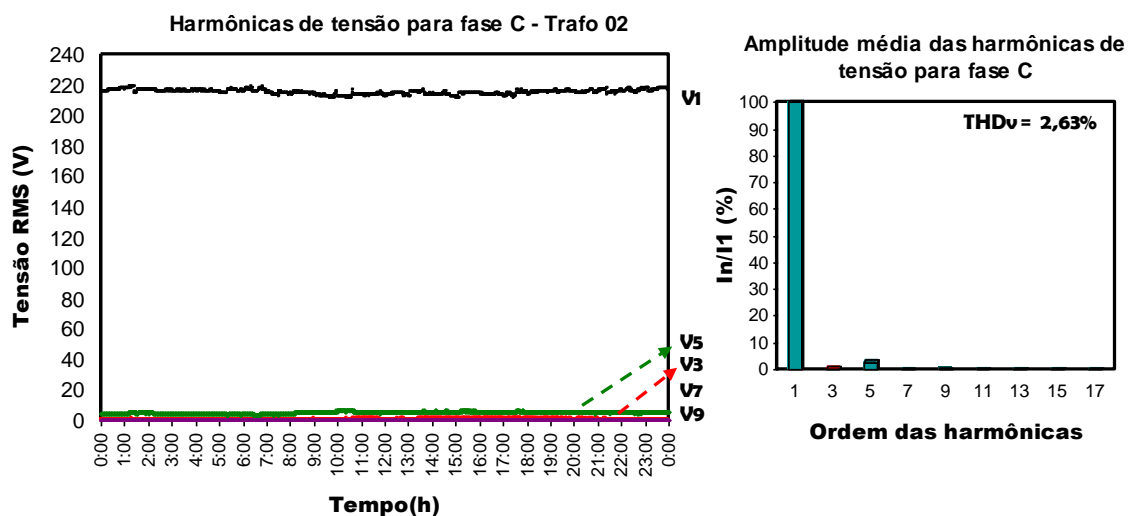


Figura 2. 11: Valor eficaz das harmônicas de tensão em função das horas do dia para a fase C do Trafo 02, ao lado direito têm-se as amplitudes médias das harmônicas de tensão para o período compreendido entre as 09h-19h, em porcentagem da fundamental.

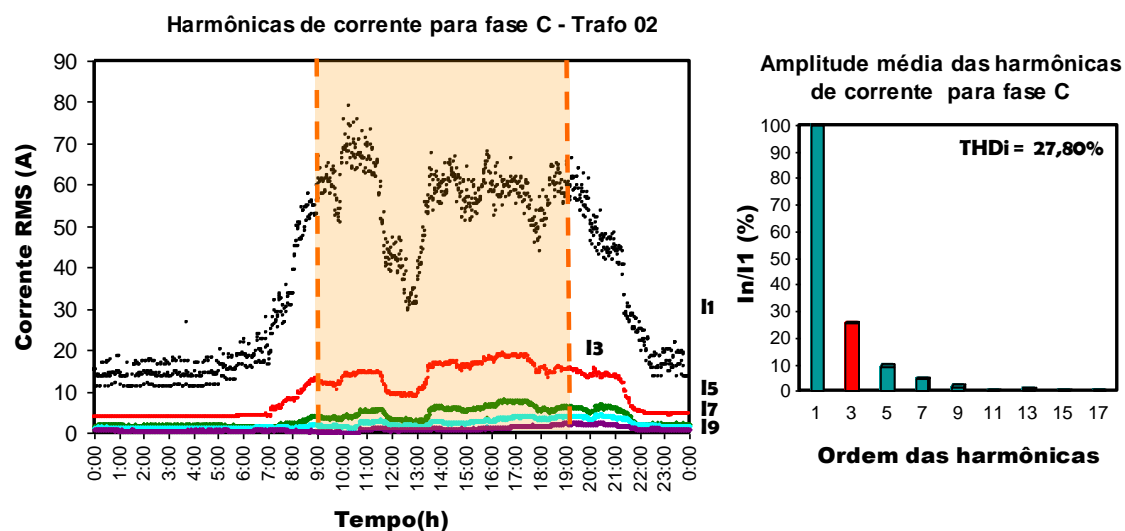


Figura 2. 12: Valor eficaz das harmônicas de corrente em função das horas do dia para a fase C do Trafo 02, ao lado direito têm-se as amplitudes médias das harmônicas de corrente para o período compreendido entre as 09h-19h, em porcentagem da fundamental.

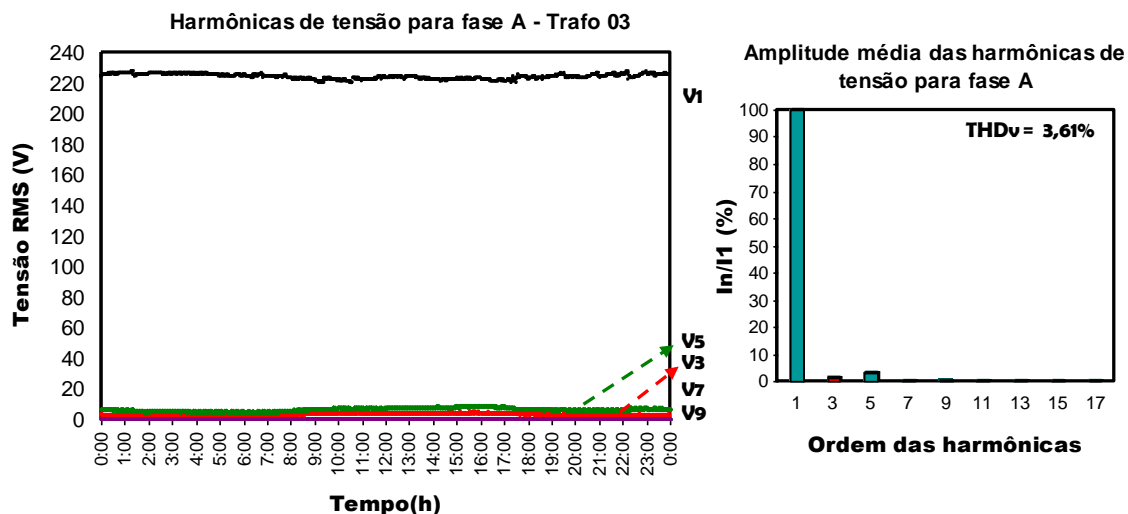


Figura 2. 13: Valor eficaz das harmônicas de tensão em função das horas do dia para a fase A do Trafo 03, ao lado direito têm-se as amplitudes médias das harmônicas de tensão para o período compreendido entre as 09h-19h, em porcentagem da fundamental.

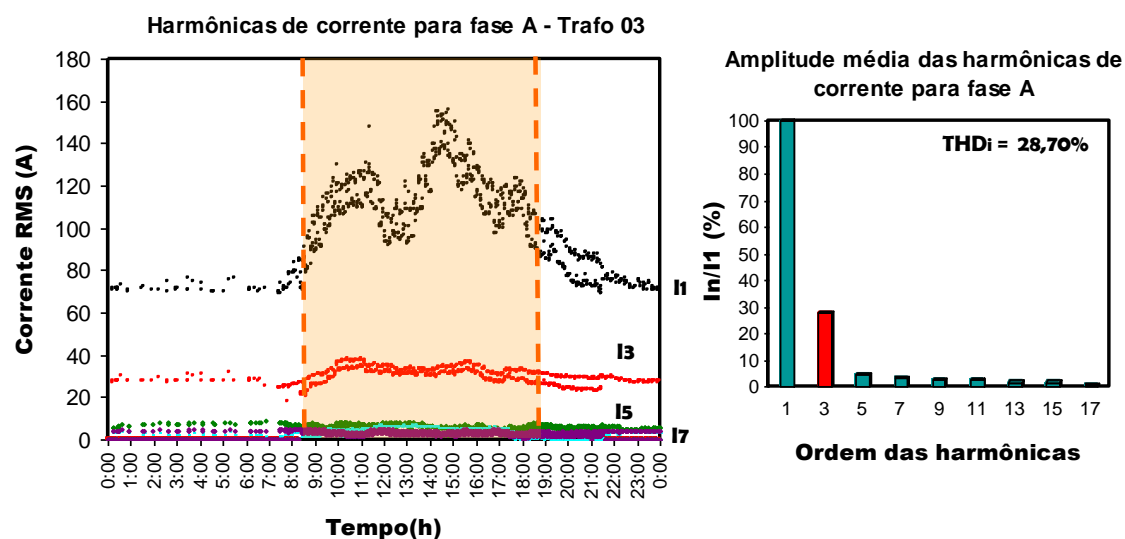


Figura 2. 14: Valor eficaz das harmônicas de corrente em função das horas do dia para a fase A do Trafo 03, ao lado direito têm-se as amplitudes médias das harmônicas de corrente para o período compreendido entre as 09h-19h, em porcentagem da fundamental.

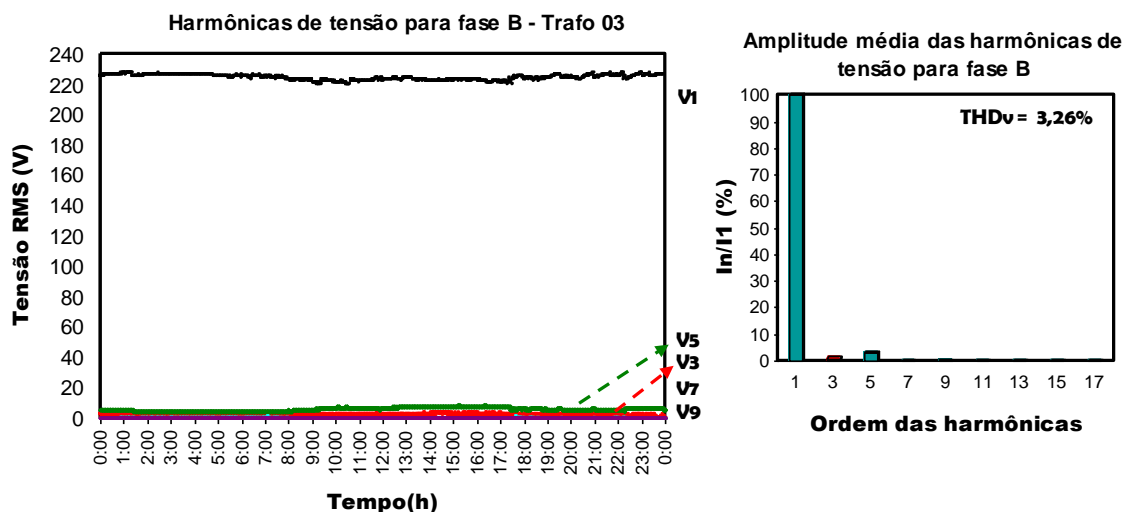


Figura 2. 15: Valor eficaz das harmônicas de tensão em função das horas do dia para a fase B do Trafo 03, ao lado direito têm-se as amplitudes médias das harmônicas de tensão para o período compreendido entre as 09h-19h, em porcentagem da fundamental.

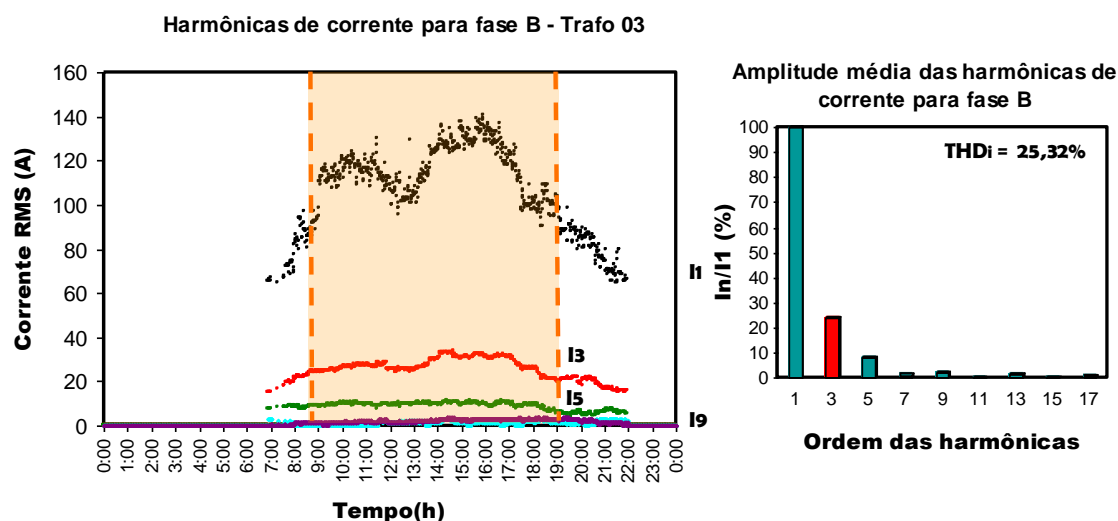


Figura 2. 16: Valor eficaz das harmônicas de corrente em função das horas do dia para a fase B do Trafo 03, ao lado direito têm-se as amplitudes médias das harmônicas de corrente para o período compreendido entre as 09h-19h, em porcentagem da fundamental.

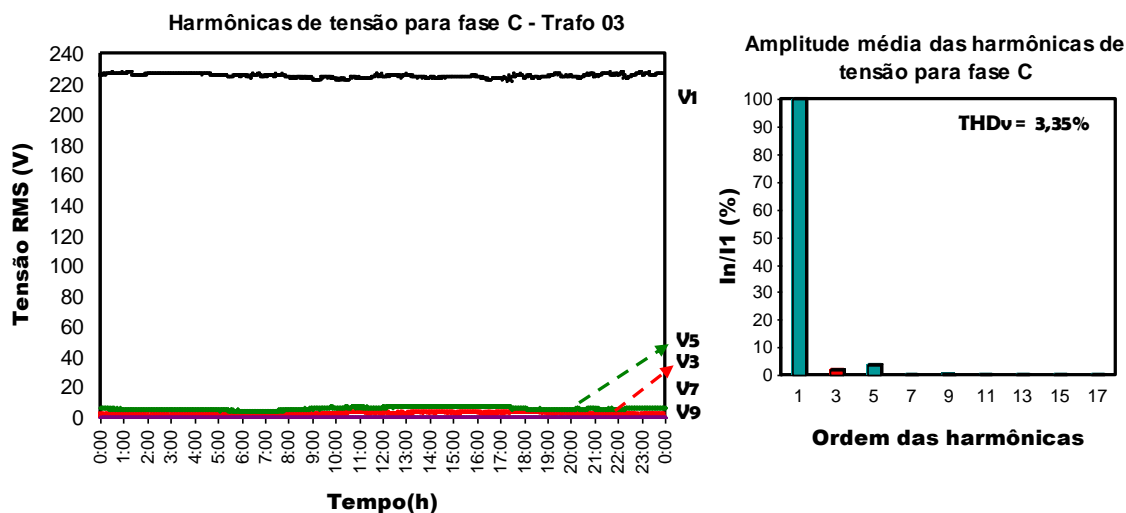


Figura 2. 17: Valor eficaz das harmônicas de tensão em função das horas do dia para a fase C do Trafo 03, ao lado direito têm-se as amplitudes médias das harmônicas de tensão para o período compreendido entre as 09h-19h, em porcentagem da fundamental.

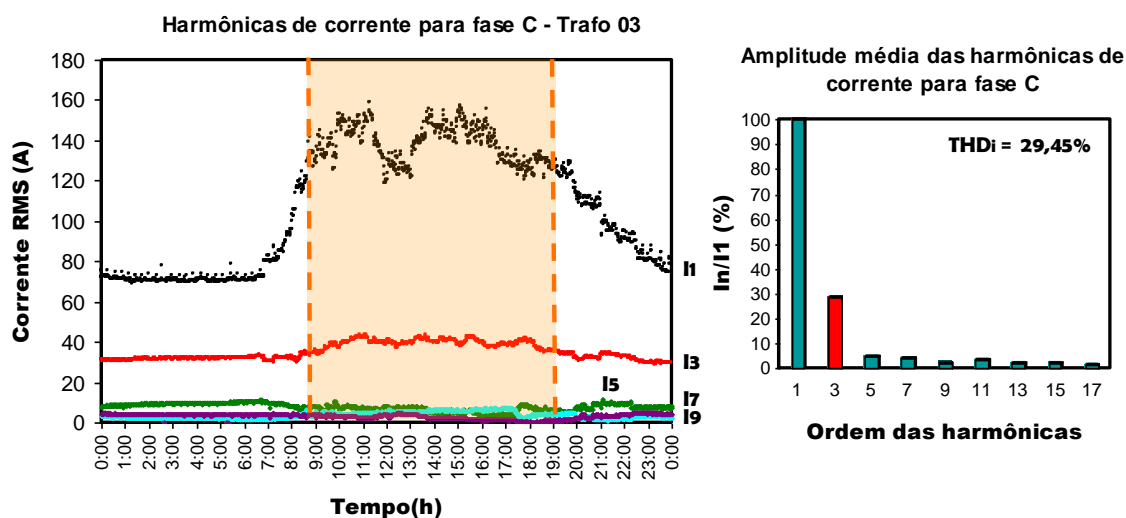


Figura 2. 18: Valor eficaz das harmônicas de corrente em função das horas do dia para a fase C do Trafo 03, ao lado direito têm-se as amplitudes médias das harmônicas de tensão para o período compreendido entre as 09h-19h, em porcentagem da fundamental.

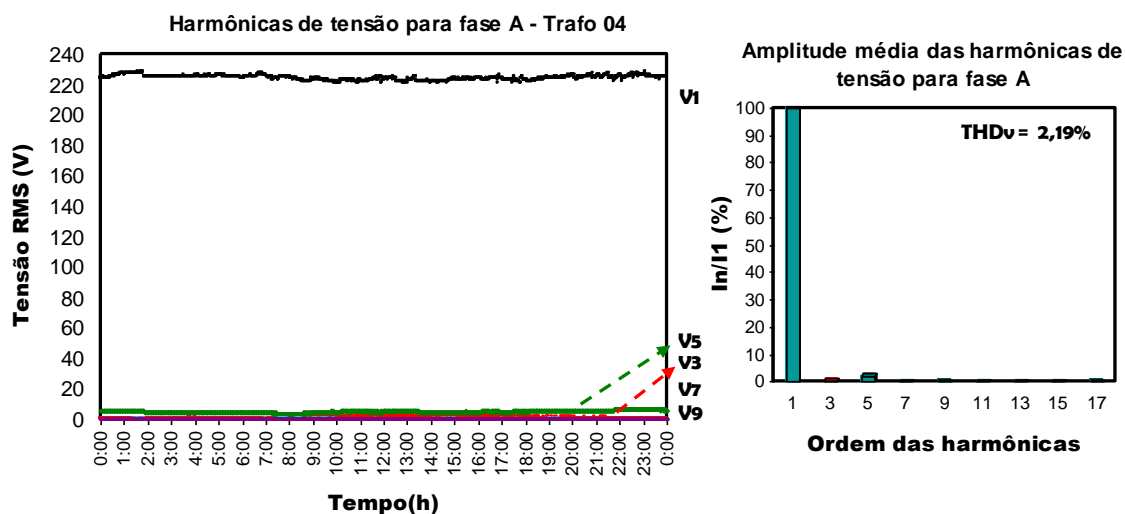


Figura 2. 19: Valor eficaz das harmônicas de tensão em função das horas do dia para a fase A do Trafo 04, ao lado direito têm-se as amplitudes médias das harmônicas de tensão para o período compreendido entre as 09h-19h, em porcentagem da fundamental.

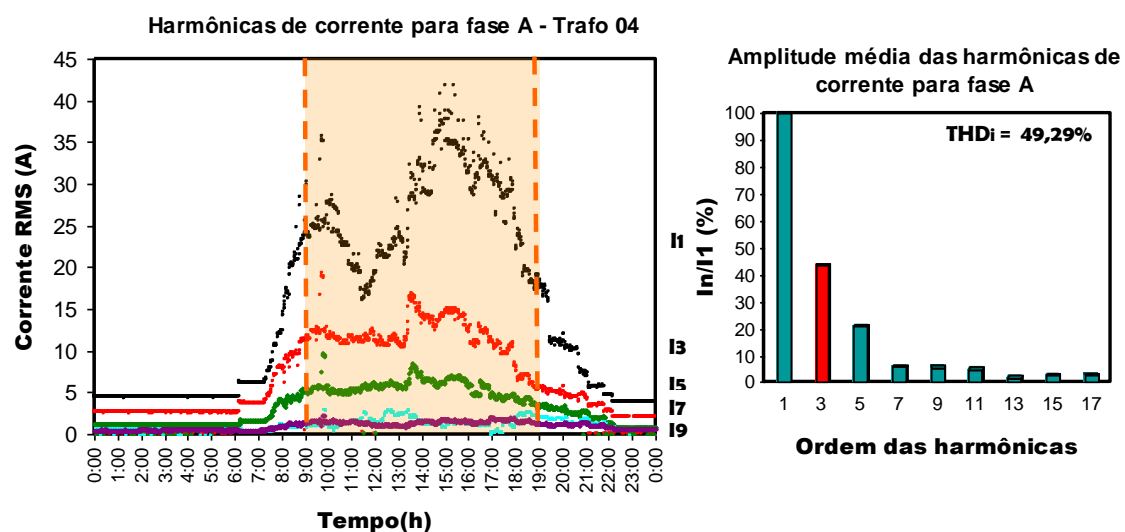


Figura 2. 20: Valor eficaz das harmônicas de corrente em função das horas do dia para a fase A do Trafo 04, ao lado direito têm-se as amplitudes médias das harmônicas de corrente para o período compreendido entre as 09h-19h, em porcentagem da fundamental.

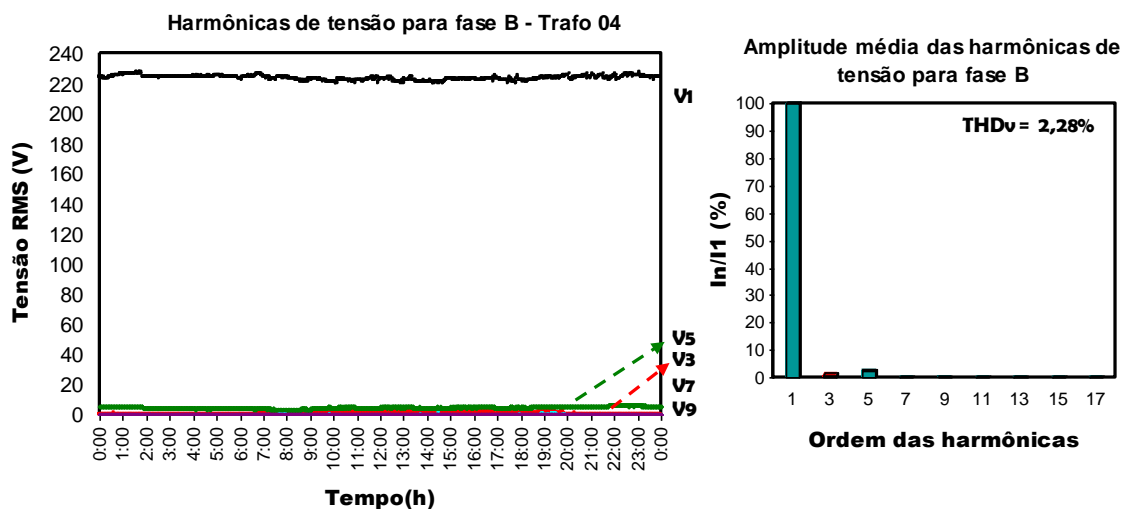


Figura 2. 21: Valor eficaz das harmônicas de tensão em função das horas do dia para a fase B do Trafo 04, ao lado direito têm-se as amplitudes médias das harmônicas de tensão para o período compreendido entre as 09h-19h, em porcentagem da fundamental.

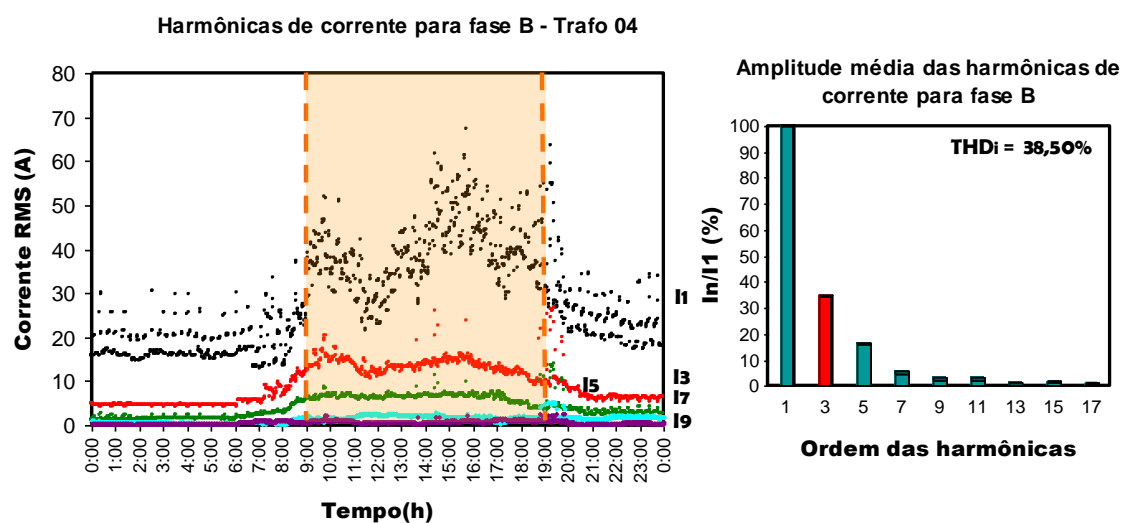


Figura 2. 22: Valor eficaz das harmônicas de corrente em função das horas do dia para a fase B do Trafo 04, ao lado direito têm-se as amplitudes médias das harmônicas de corrente para o período compreendido entre as 09h-19h, em porcentagem da fundamental.

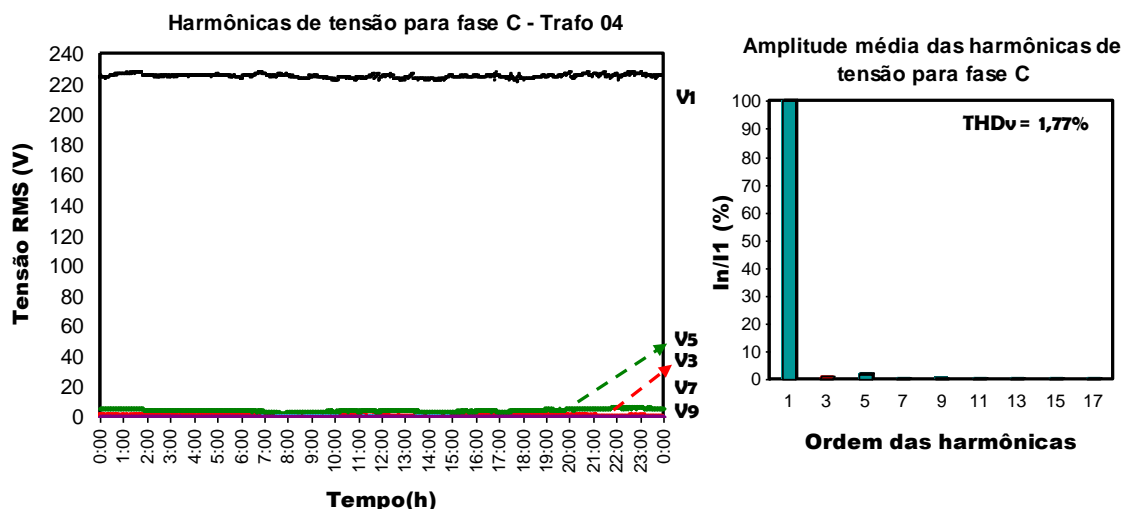


Figura 2. 23: Valor eficaz das harmônicas de tensão em função das horas do dia para a fase C do Trafo 04, ao lado direito têm-se as amplitudes médias das harmônicas de tensão para o período compreendido entre as 09h-19h, em porcentagem da fundamental.

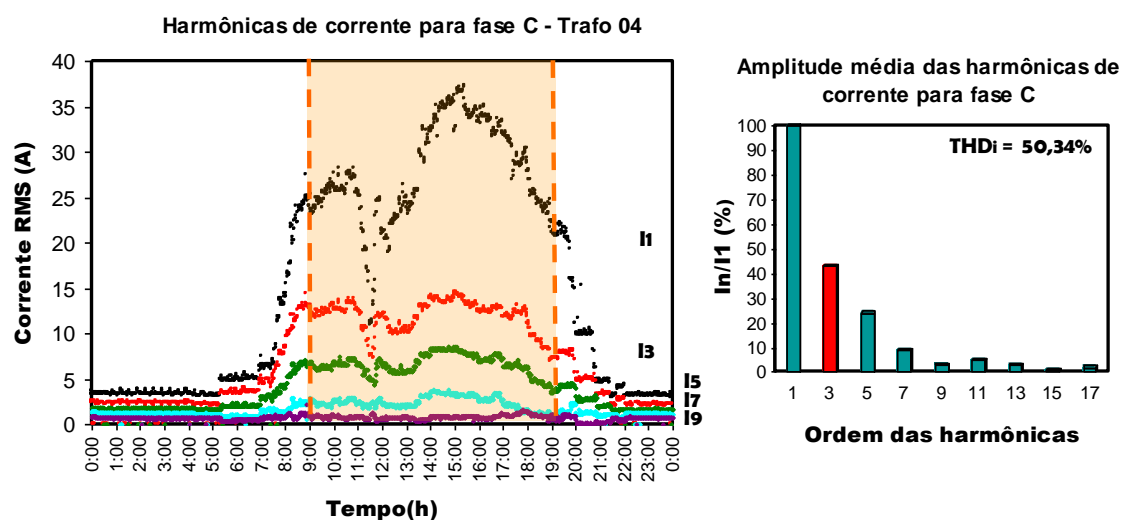


Figura 2. 24: Valor eficaz das harmônicas de corrente em função das horas do dia para a fase C do Trafo 04, ao lado direito têm-se as amplitudes médias das harmônicas de tensão para o período compreendido entre as 09h-19h, em porcentagem da fundamental.

De acordo com as figuras 2.1 a 2.24, pode-se observar como se comportam as harmônicas de tensão e corrente de cada transformador durante todo o período do dia. Os valores foram apresentados em RMS e, juntamente com esses, foram apresentadas as amplitudes médias em porcentagem do valor da fundamental (valor médio obtido para o período das 09h-19h). Com isso, pode-se obter uma melhor

percepção de cada uma das grandezas medidas.

Por se tratar de uma instalação de uso comercial, como o caso de uma universidade que possui um horário comercial das 08h às 18h, é evidente que o consumo e, conseqüentemente a corrente, apresenta as maiores amplitudes durante esse horário.

Além disso, pode-se observar que, para todos os transformadores, a 3^o harmônica de corrente é predominante sobre as demais componentes harmônicas do sistema, sendo esta a principal causadora da distorção harmônica de corrente, como era esperado.

A título de comparação, a tabela 2.2 mostra de uma forma geral os conteúdos harmônicos médios de tensão e corrente, bem como a distorção harmônica individual média de corrente para a fase com THD_i mais elevada de cada transformador, calculadas no intervalo destacado nas figuras 2.1 a 2.4.

Tabela 2.2: THD_v , THD_i e DH_i para cada transformador da classe comercial.

Transformador	Potência (kVA)	THD_v (%)	THD_i (%)	DH_1 (%)	DH_3 (%)	DH_5 (%)	DH_7 (%)	DH_9 (%)
Trafo-01	150	3,45	38,27	100,00	32,96	16,98	6,14	3,21
Trafo-02	225	2,62	29,34	100,00	26,09	11,60	5,46	2,24
Trafo-03	300	3,35	29,45	100,00	28,46	4,61	3,79	1,72
Trafo-04	150	2,19	50,34	100,00	42,86	23,91	8,81	2,96

2.4. MODELO EQUIVALENTE

De acordo com [13], a análise de sistemas em regime permanente na presença de cargas não lineares pode ser feita através de técnicas de solução de circuitos lineares, considerando a injeção de fontes harmônicas lineares. Estas últimas, no entanto, podem ser tanto fontes de corrente como fontes de tensão.

Para o caso em estudo, é satisfatório tratar as fontes harmônicas como fontes

de corrente, devido à distorção harmônica total de tensão ser relativamente baixa, em torno de 3%. Valores de THD_v inferiores a 5% podem, sem prejuízos aos resultados computacionais, serem tratados da mesma forma como apresentados aqui [13].

Nesse caso, a corrente de distorção drenada pelos dispositivos não lineares conectados ao sistema torna-se relativamente constante e não varia consideravelmente com a distorção do sistema supridor, no caso, o sistema da concessionária.

Sendo assim, o transformador de entrada pode ser representado como uma fonte de tensão isenta de harmônicas, juntamente com uma impedância em série para cada fase. Esta impedância representa a indutância de dispersão e a resistência da bobina do transformador que alimenta o sistema de cargas lineares e não lineares conectadas diretamente ao PCC.

As cargas lineares por sua vez são representadas através de componentes lineares (R e L) calculados a partir da amplitude e do ângulo da corrente fundamental medida, I_1 e ϕ_1 respectivamente.

O módulo da impedância equivalente pode ser obtido através da lei de Ohm:

$$|Z_1| = \frac{V_{1_{ef}}}{I_{1_{ef}}} \quad (2.1)$$

Onde $V_{1_{ef}}$ é o valor da tensão eficaz de fase-neutro da componente fundamental obtido por meio das medições.

A partir disso, encontra-se R e L por meio das expressões (2.2) a (2.4):

$$R = |Z_1| \cdot \cos(\phi_1) \quad (2.2)$$

$$X_L = |Z_1| \cdot \sin(\phi_1) \quad (2.3)$$

Sendo que L pode ser encontrado a partir de (2.4) :

$$L = \frac{X_L}{2\pi \cdot f} \quad (2.4)$$

Cargas não-lineares solicitam correntes na frequência fundamental e em frequências harmônicas. Assim, uma carga não-linear pode ser modelada como uma

parte linear (circuito $R-L$) que solicita corrente na frequência fundamental e, em paralelo com esse circuito $R-L$, fontes de correntes com frequências iguais às diversas harmônicas encontradas na rede, sendo que a amplitudes (I_n) e o ângulos (ϕ_n) de cada corrente harmônica são obtidos a partir das medições.

Assim, por superposição das correntes, chega-se à corrente total no PCC como sendo o somatório da corrente fundamental e das demais fontes de corrente harmônicas, como mostra a figura 2.25.

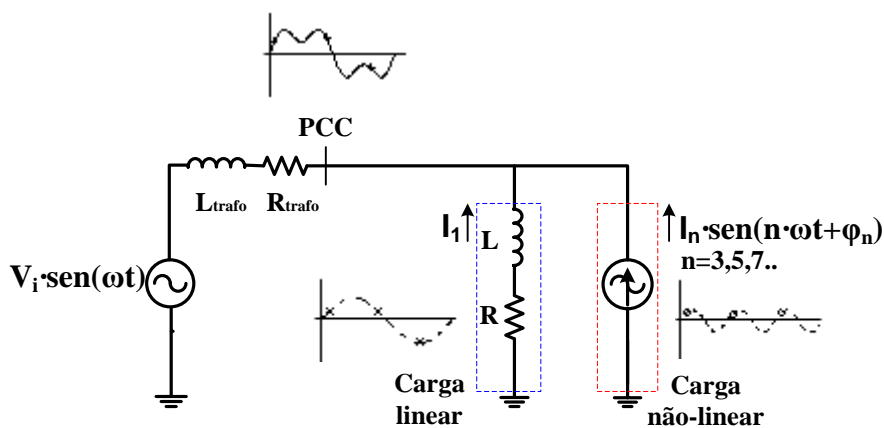


Figura 2. 25: Modelo por fontes de corrente.

2.5. SIMULAÇÃO DO MODELO PROPOSTO

Para a comprovação do modelo proposto, foi realizada uma simulação numérica para as três fases do Trafo 01, modelado de acordo com a metodologia exposta em 2.4. Como as amplitudes das correntes variam ao longo do intervalo de medição, foi escolhido para a comparação das formas de onda, dentre todas as coletadas, aquela que possui os valores mais próximos da média obtida no item 2.2. Dessa forma, é possível, visualmente, a comparação dos valores medidos e simulados como mostram as figuras 2.26 e 2.27.

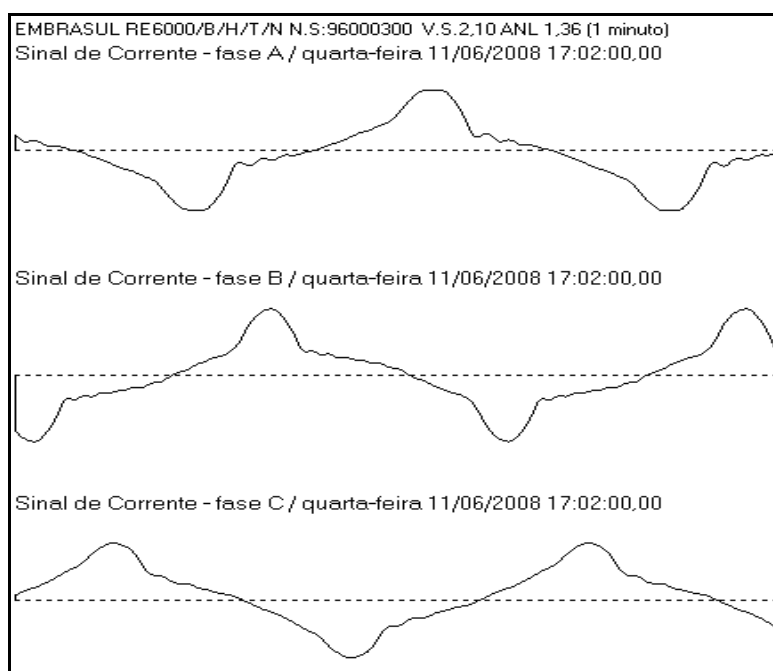


Figura 2. 26: Formas de onda das correntes da fase A, fase B e fase C, medidas no PCC do transformador - Trafo 01.

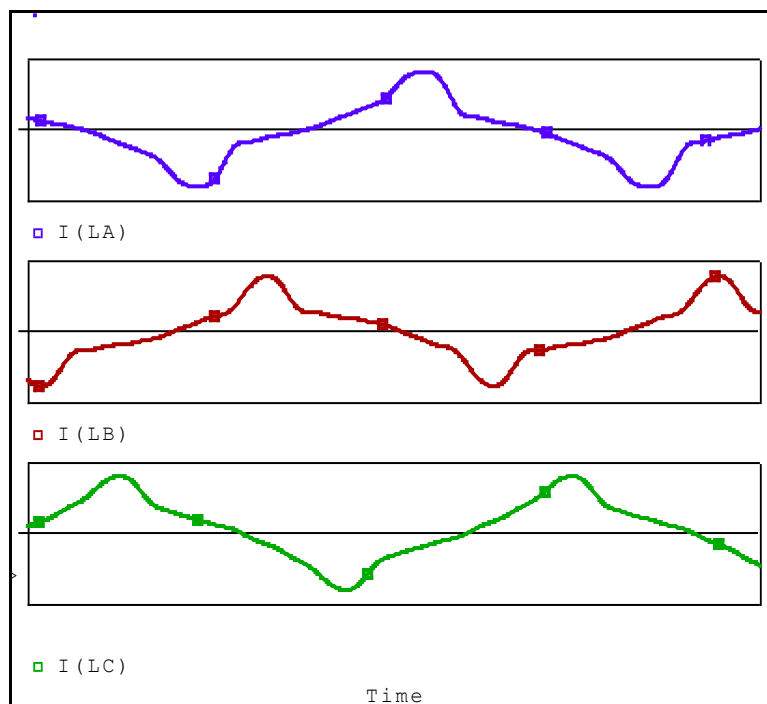


Figura 2. 27: Formas de onda das correntes da fase A, fase B e fase C, simuladas para o PCC do transformador - Trafo 01.

O transformador escolhido para a simulação e posteriormente para a inserção do filtro foi o Trafo 01, tendo em vista que este apresenta condições mais favoráveis com relação à instalação, alocação e operação do filtro passivo de 3° harmônica.

Pode ser notado, dentre os quatro transformadores, que melhores resultados seriam alcançados com a instalação de filtro de 3° harmônica junto ao Trafo 03, pois este apresenta uma componente de 3° harmônica responsável por 74,53% da THD_i . Isso levaria a redução da THD_i a valores em torno de 7,55%, caso a 3° harmônica de corrente fosse totalmente filtrada.

Todavia, esse transformador, Trafo 03, apresenta um quadro de comando muito antigo e um reduzido espaço disponível na subestação, o que dificultaria a alocação dos elementos de proteção dos quais necessitam os filtros aqui tratados. Dessa forma, optou-se pela modelagem e simulação do Trafo 01, sendo que, a metodologia permite ser estendida para os diversos transformadores que alimentam as unidades do tipo comercial, como por exemplo, os demais transformadores da subestação: Trafo 02, Trafo 03 e Trafo 04.

A figura 2.26 ilustra as formas de onda de corrente para as três fases do transformador 01 (fase A, fase B e fase C) para um determinado instante da medição. Posteriormente, a figura 2.27 apresenta as formas de onda das correntes para as mesmas fases obtidas a partir da simulação da planta modelada por fontes de corrente até a 15ª harmônica.

A diferença entre as formas de onda das correntes simuladas com injeção de componentes harmônicas até a ordem quinze, quando comparadas com as obtidas pela medição, pode ser desconsiderada sem prejuízo ao trabalho, face à grande aproximação obtida e ao esforço de computação requerido pela simulação.

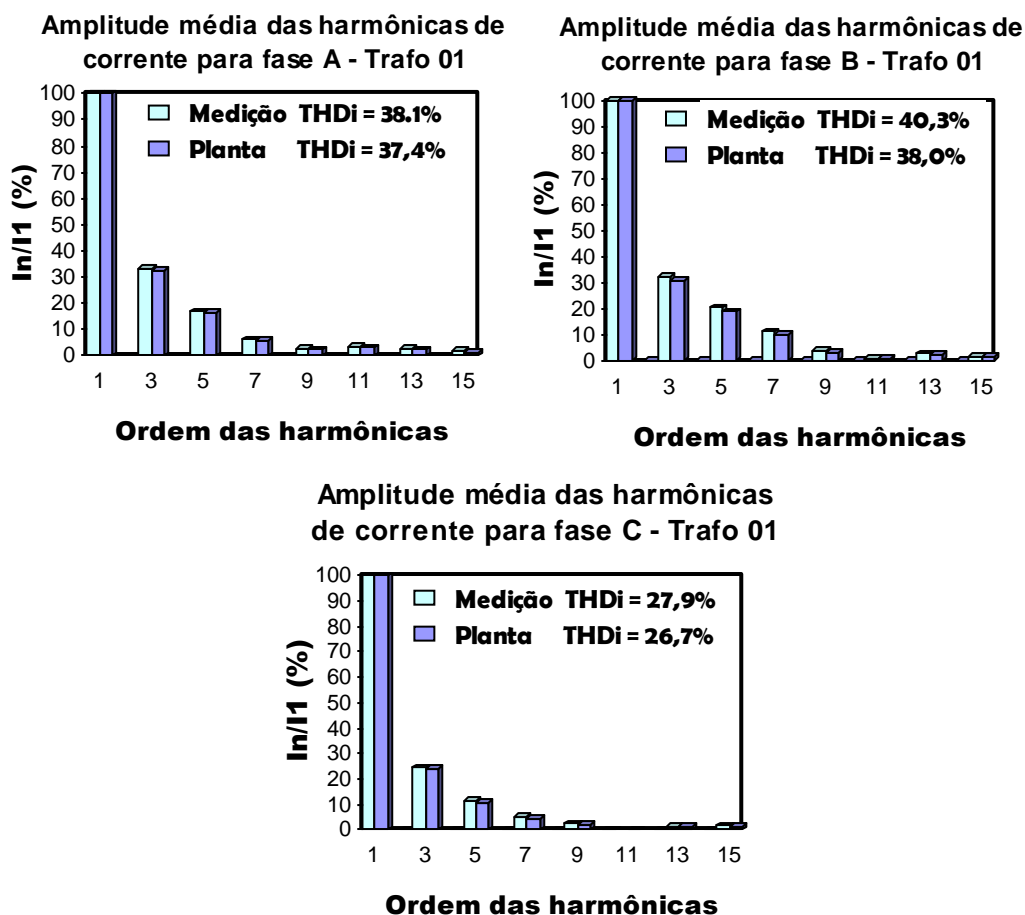


Figura 2. 28: Espectros harmônicos das correntes das três fases do transformador - Trafo 01 - obtidos através de medição e de simulação da planta modelada.

Os espectros harmônicos das correntes de linha medidas no PCC do Trafo 01, bem como das correntes obtidas através de simulação numérica, são apresentados na figura 2.28. Pode-se observar que a diferença entre as amplitudes de correntes do modelo proposto e as amplitudes de correntes medidas é relativamente baixa, validando assim o modelo.

2.6. CONCLUSÕES DO CAPÍTULO

A partir das medições, pôde-se observar a predominância da 3ª harmônica de corrente em relação às demais componentes harmônicas do sistema comercial. Percebeu-se que a corrente de 3ª ordem (180Hz) é responsável por até 74,53% da



THD_i no caso do Trafo 03, por exemplo. Isto revela a importância da sua filtragem na busca de valores aceitáveis pela prática recomendada IEEE 519-1992.

Com relação ao modelo adotado por fontes de corrente, os resultados computacionais evidenciam uma boa correlação, tanto quantitativamente (valores encontrados) como qualitativamente (formas de onda obtidas) com os resultados de medição.

De fato, o erro máximo inserido ao se trabalhar com o modelo para a simulação de filtros passivos considerando apenas harmônicas ímpares de corrente até a 15ª ordem (900Hz) é próximo a 5%, o que não invalida, nem desqualifica o desempenho do modelo.

A partir do exposto, fica clara a concordância e a viabilidade de se trabalhar com esse modelo para a finalidade principal, que é o projeto de filtros passivos de 3ª harmônica.

CAPÍTULO 3

TD ALIMENTANDO CONSUMIDORES DA CLASSE RESIDENCIAL

3.1. INTRODUÇÃO

Assim como no capítulo anterior, este capítulo tem como objetivo principal apresentar e caracterizar um sistema elétrico para um alimentador de unidade consumidora, desta vez, pertencente à classe residencial.

Os resultados obtidos através de medições, agora para o sistema residencial, serão abordados da mesma maneira do capítulo 2. Com isso, busca-se obter o modelo da planta que permita realizar, com boa aproximação, os cálculos numéricos de desempenho dos filtros passivos para os fins desejados, que são: a redução das componentes de 3^a harmônica de corrente para valores aceitáveis, bem como, atenuação dos seus efeitos negativos no sistema elétrico de distribuição e adicionalmente a isto, a correção do fator de deslocamento, visando uma maior eficiência e aproveitamento da instalação de um modo geral.

Diferentemente das medições anteriores, foram realizadas medições em três transformadores de distribuição, situados em bairros predominantemente residenciais, isto é, foram escolhidas regiões da cidade de Florianópolis onde praticamente todos os consumidores conectados ao secundário do transformador são da classe residencial.

As medições só obtiveram êxito em virtude do suporte técnico de

profissionais da CELESC. As medições foram realizadas através de equipamentos fabricados especialmente para funções de análise de energia. Porém, como as medições estão sujeitas às condições físicas e meteorológicas adversas, foi empregado o Analisador de Energia Modulo MARH-21, da marca RMS que permite tal funcionamento, sendo este de propriedade da concessionária.

3.2. CARACTERIZAÇÃO DO SISTEMA

Analogamente ao capítulo 2, uma rede de distribuição em área residencial também alimenta cargas eletrônicas, sendo de uso bastante comum e presente na grande parte das residências. Estes equipamentos, como já discutido anteriormente, são os grandes responsáveis pela presença de harmônicas de corrente na rede de distribuição. Dentre eles, os mais comuns e numerosos são: aparelhos de TV, aparelhos de som, microondas, DVDs, lâmpadas fluorescentes com reator eletrônico, máquinas de lavar, microcomputadores, chuveiros eletrônicos, etc.

Esses tipos de cargas possuem peculiaridades que podem diferenciar consideravelmente das características de uma instalação comercial. Sendo assim, julga-se importante apresentá-las aqui, da mesma forma como feito no outro caso. A determinação e escolha do tipo de filtros que serão utilizados para filtragem dos componentes harmônicos presentes nos sistemas residenciais estão relacionadas a algumas características, dentre elas, podem-se destacar:

- Baixa potência total de cada unidade consumidora;
- Grandes picos de consumo ao longo do dia, especialmente nos horários de ponta. Exemplo disso ocorre no momento em que chuveiros eletrônicos são ligados, quase sempre no mesmo período do dia (por volta das 19h-21h) por parte das diversas unidades consumidoras conectadas ao mesmo transformador;
- Repetição das curvas de consumo diárias. Devido aos hábitos dos consumidores, pode-se prever o comportamento do sistema durante períodos do dia, da semana e épocas do ano;

- Baixo fator de deslocamento, o que implica na necessidade de inserção de capacitores;
- Alto conteúdo harmônico e crescente ao longo dos últimos anos. Isto em virtude, principalmente, da popularização dos diversos equipamentos eletrônicos cada vez mais presentes;
- A componente harmônica de corrente de ordem 3 é dominante sobre as demais.

3.3. AVALIAÇÃO DO SISTEMA TÍPICAMENTE RESIDENCIAL

As medições de tensão e corrente foram realizadas nos três transformadores de distribuição, denominados Trafo 05, Trafo 06 e Trafo 07, seguindo a numeração adotada no capítulo anterior. Os perfis das correntes e das tensões de cada transformador durante seu período de funcionamento, isto é, para as 24 horas do dia são apresentados nas figuras 3.1 a 3.18.

Devido à disponibilidade para a instalação e retirada dos equipamentos de medição, por parte da equipe técnica da concessionária, foi adotada uma estratégia de coleta dos dados a cada 5 minutos, durante os sete dias da semana. Dessa forma, os dados podem ser armazenados sem que haja a insuficiência de memória dos medidores para uma semana completa.

Os parâmetros de cada transformador são apresentados a seguir na Tabela 3.1.

Tabela 3.1: Parâmetros dos transformadores.

Transformador	Potência (kVA)	Tipo de Ligação	Tensão nominal (V)
Trafo 05	112,5	Delta/estrela	13,8k/380
Trafo 06	75	Delta/estrela	13,8k/380
Trafo 07	75	Delta/estrela	13,8k/380

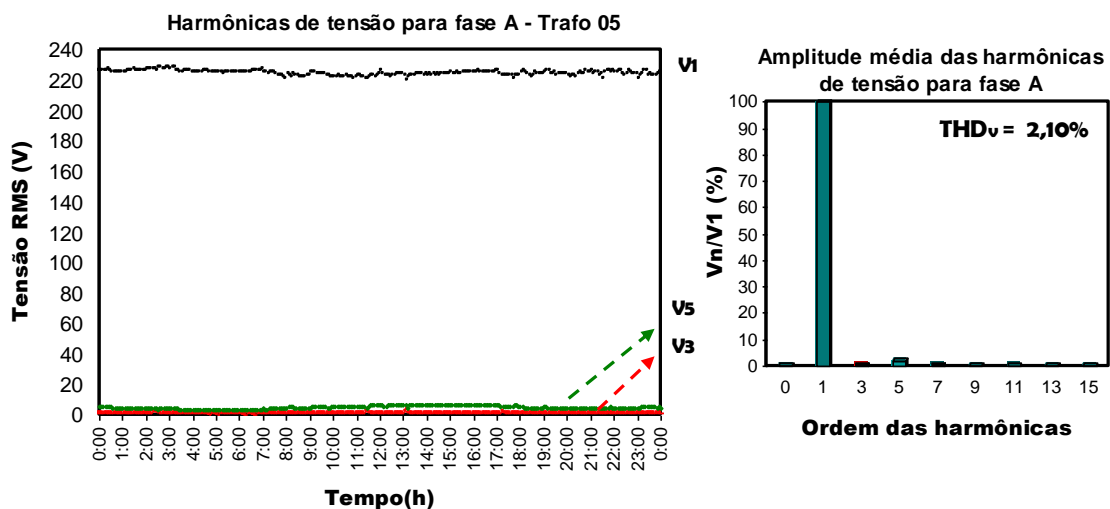


Figura 3.1: Valor eficaz das harmônicas de tensão, em função das horas do dia para a fase A do Trafo 05; ao lado direito têm-se as amplitudes médias das harmônicas de tensão para o período compreendido entre às 18h-23h.

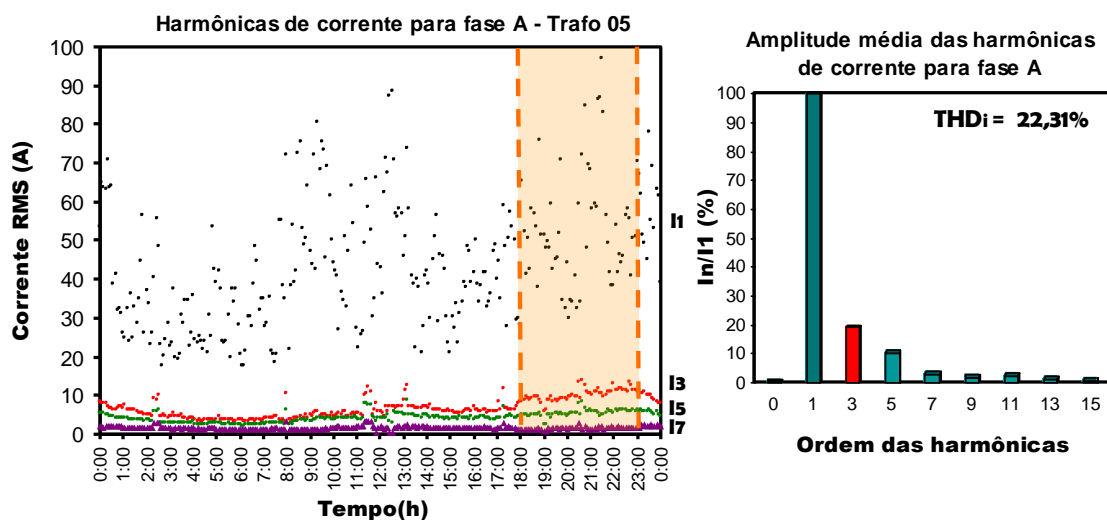


Figura 3.2: Valor eficaz das harmônicas de corrente em função das horas do dia para fase A do Trafo 05; ao lado direito têm-se as amplitudes médias das harmônicas de corrente para o período compreendido entre às 18h-23h.

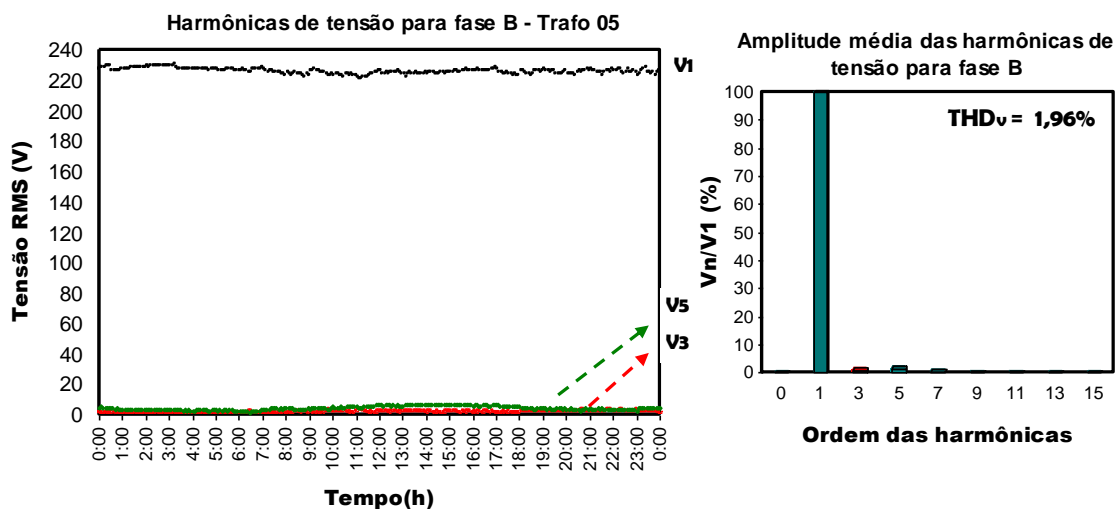


Figura 3.3: Valor eficaz das harmônicas de tensão, em função das horas do dia para a fase B do Trafo 05; ao lado direito têm-se as amplitudes médias das harmônicas de tensão em porcentagem da fundamental, no período compreendido entre às 18h-23h.

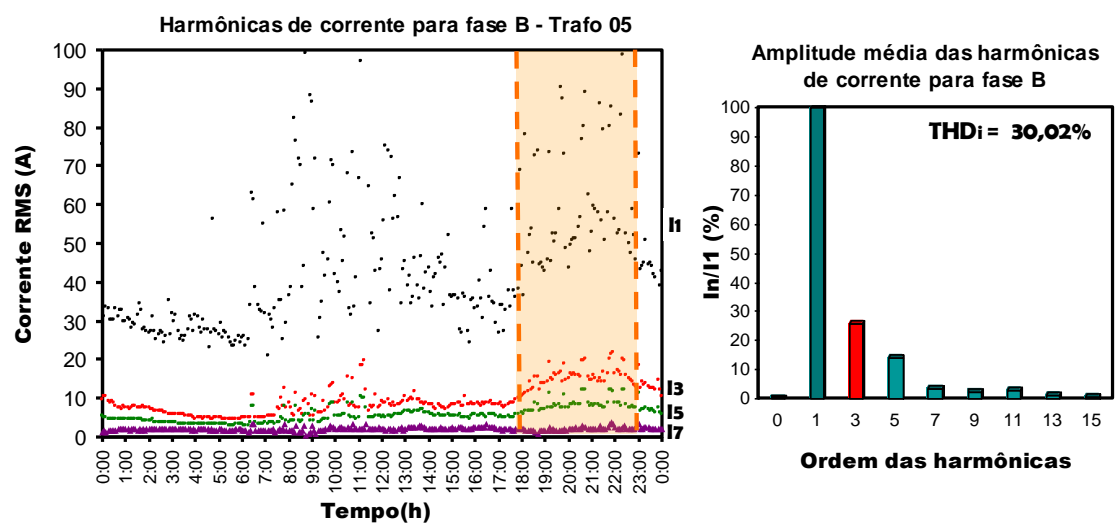


Figura 3.4: Valor eficaz das harmônicas de corrente, em função das horas do dia para a fase B do Trafo 05; ao lado direito têm-se as amplitudes médias das harmônicas de corrente em porcentagem da fundamental, no período compreendido entre às 18h-23h.

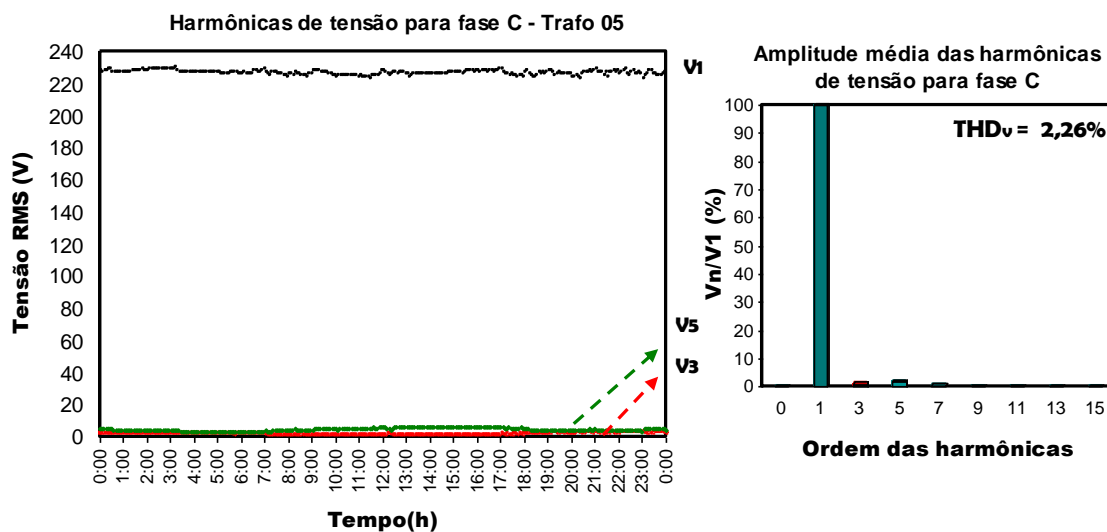


Figura 3.5: Valor eficaz das harmônicas de tensão em porcentagem em função das horas do dia para a fase C do Trafo 05; ao lado direito têm-se as amplitudes médias das harmônicas de tensão em porcentagem da fundamental, no período compreendido entre às 18h-23h.

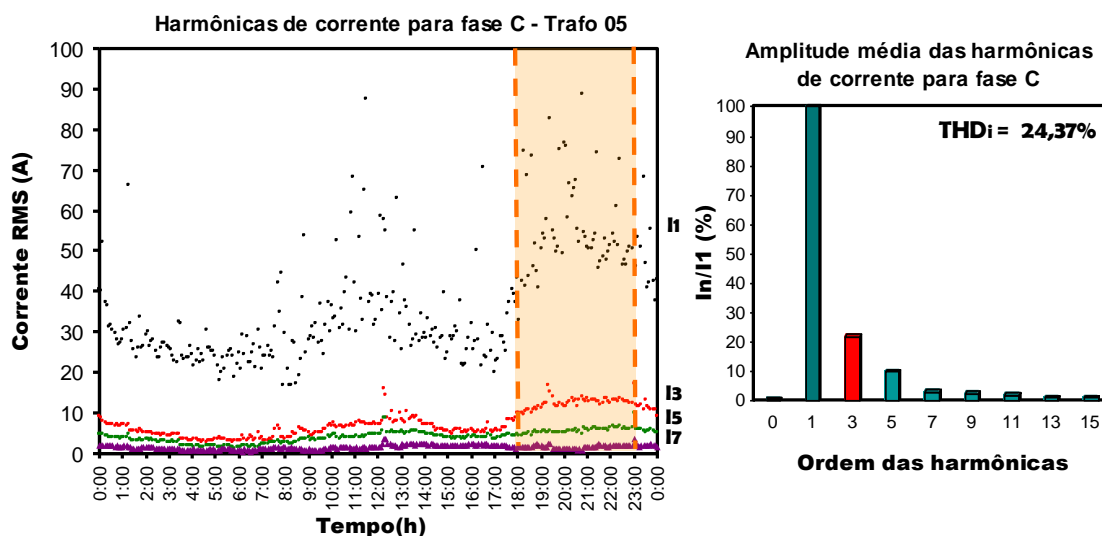


Figura 3.6: Valor eficaz das harmônicas de corrente, em função das horas do dia para a fase C do Trafo 05; ao lado direito têm-se as amplitudes médias das harmônicas de corrente em porcentagem da fundamental, no período compreendido entre às 18h-23h.

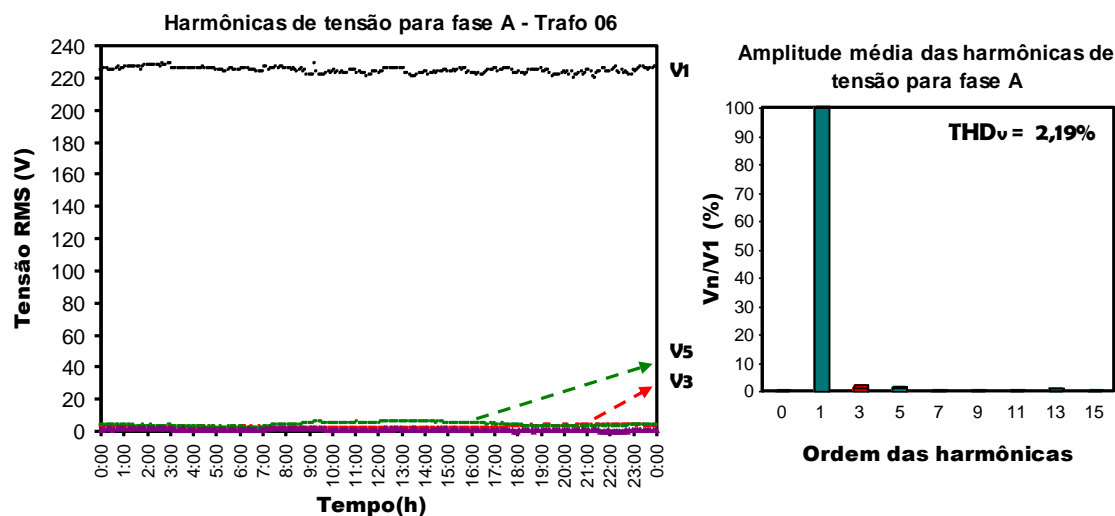


Figura 3.7: Valor eficaz das harmônicas de tensão, em função das horas do dia para a fase A do Trafo 06; ao lado direito têm-se as amplitudes médias das harmônicas de tensão em porcentagem da fundamental, no período compreendido entre às 18h-23h.

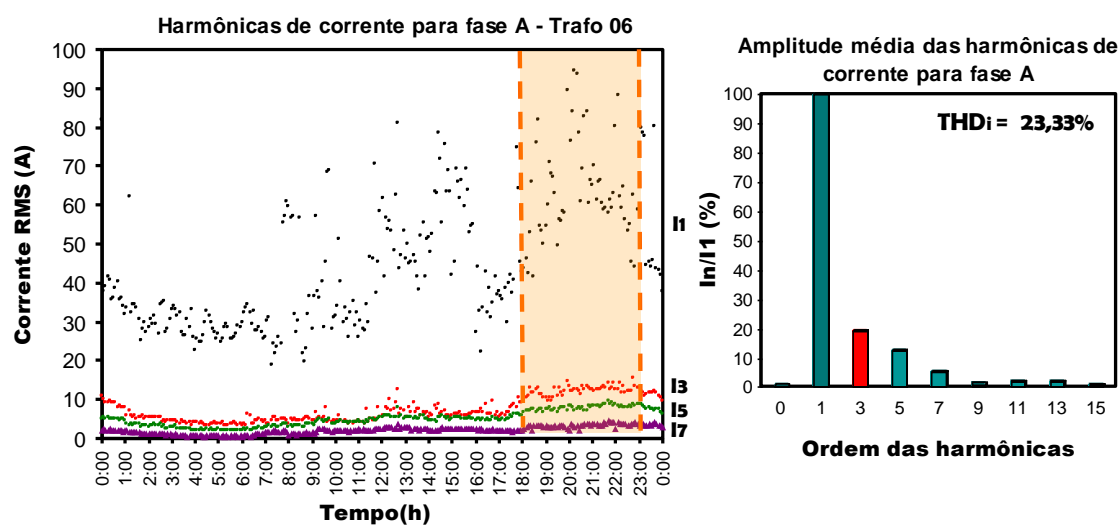


Figura 3.8: Valor eficaz das harmônicas de corrente, em função das horas do dia para a fase A do Trafo 06; ao lado direito têm-se as amplitudes médias das harmônicas de corrente em porcentagem da fundamental, no período compreendido entre às 18h-23h.

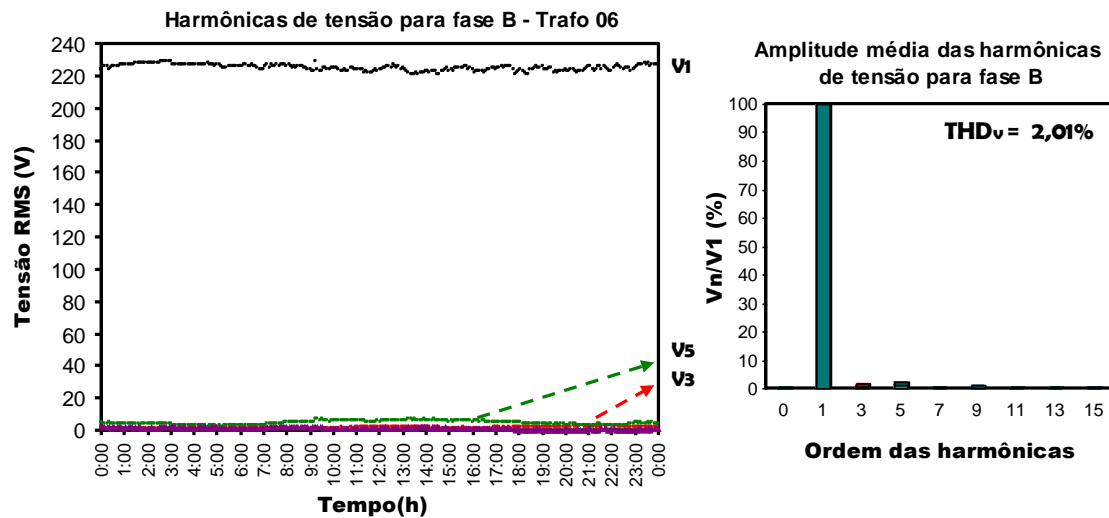


Figura 3.9: Valor eficaz das harmônicas de tensão, em função das horas do dia para a fase B do Trafo 06; ao lado direito têm-se as amplitudes médias das harmônicas de tensão em porcentagem da fundamental, no período compreendido entre às 18h-23h.

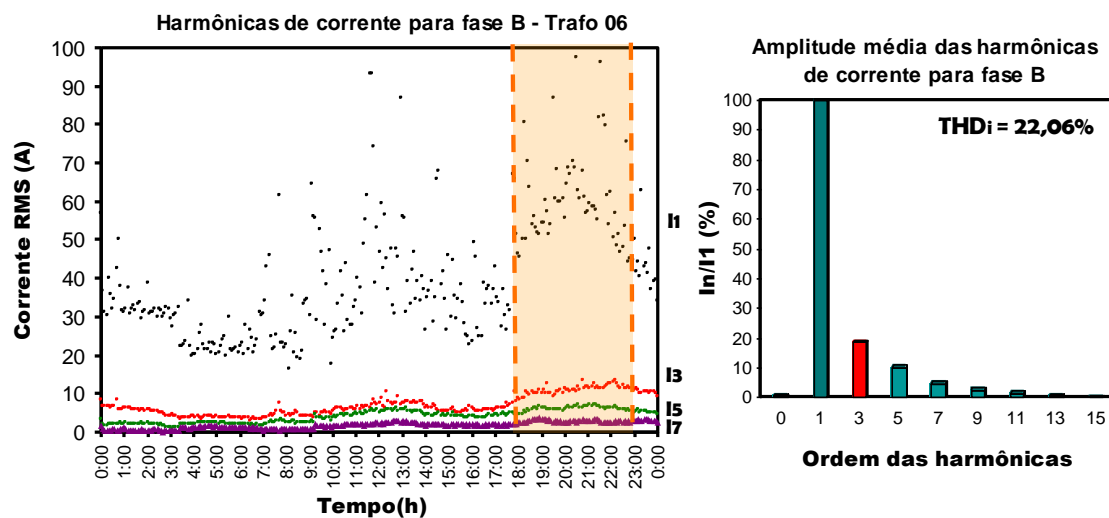


Figura 3.10: Valor eficaz das harmônicas de corrente, em função das horas do dia para a fase B do Trafo 06; ao lado direito têm-se as amplitudes médias das harmônicas de corrente em porcentagem da fundamental, no período compreendido entre às 18h-23h.

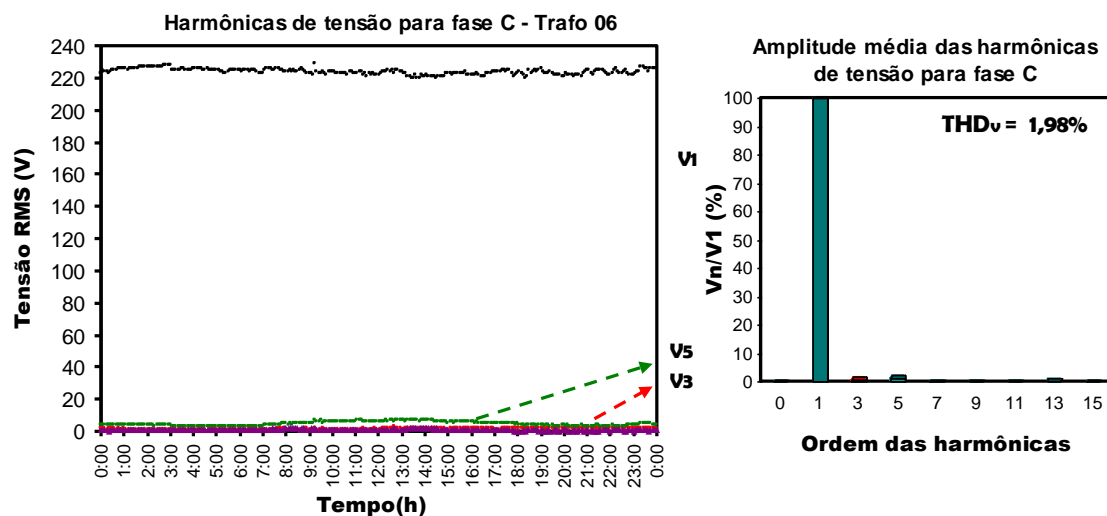


Figura 3.11: Valor eficaz das harmônicas de tensão, em função das horas do dia para a fase C do Trafo 06; ao lado direito têm-se as amplitudes médias das harmônicas de tensão em porcentagem da fundamental, no período compreendido entre às 18h-23h.

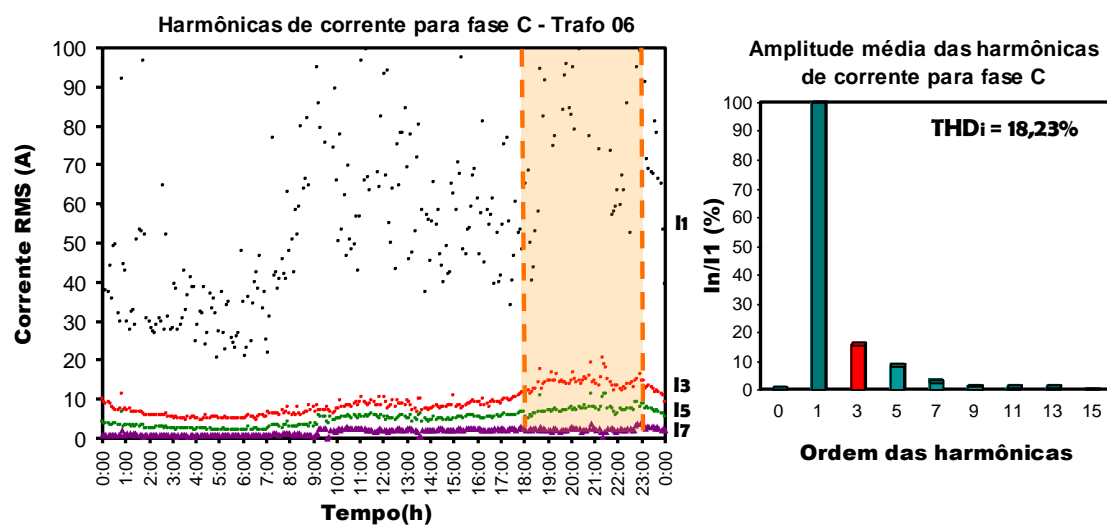


Figura 3.12: Valor eficaz das harmônicas de corrente, em função das horas do dia para a fase C do Trafo 06; ao lado direito têm-se as amplitudes médias das harmônicas de corrente em porcentagem da fundamental, no período compreendido entre às 18h-23h.

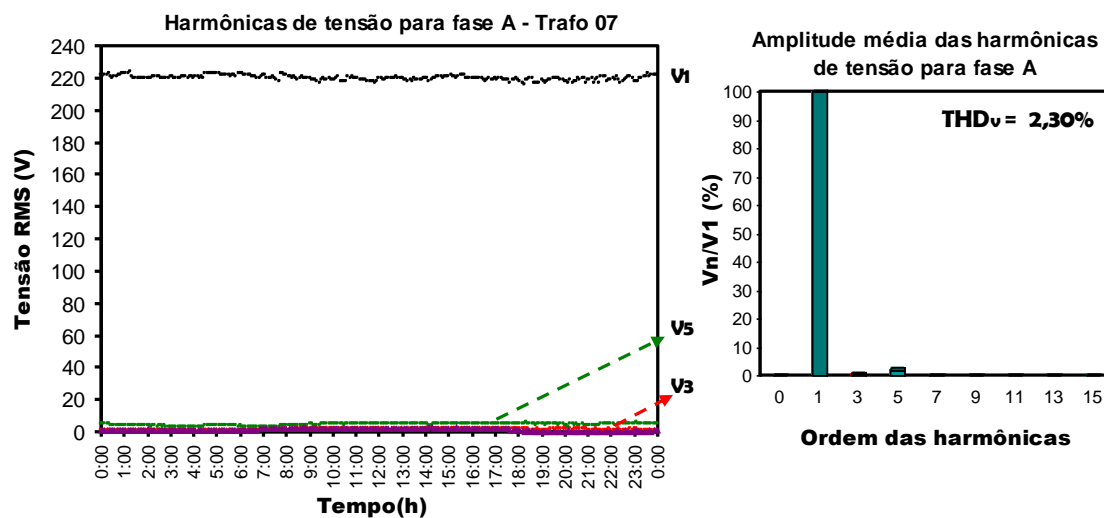


Figura 3.13: Valor eficaz das harmônicas de tensão, em função das horas do dia para a fase A do Trafo 07; ao lado direito têm-se as amplitudes médias das harmônicas de tensão em porcentagem da fundamental, no período compreendido entre às 18h-23h.

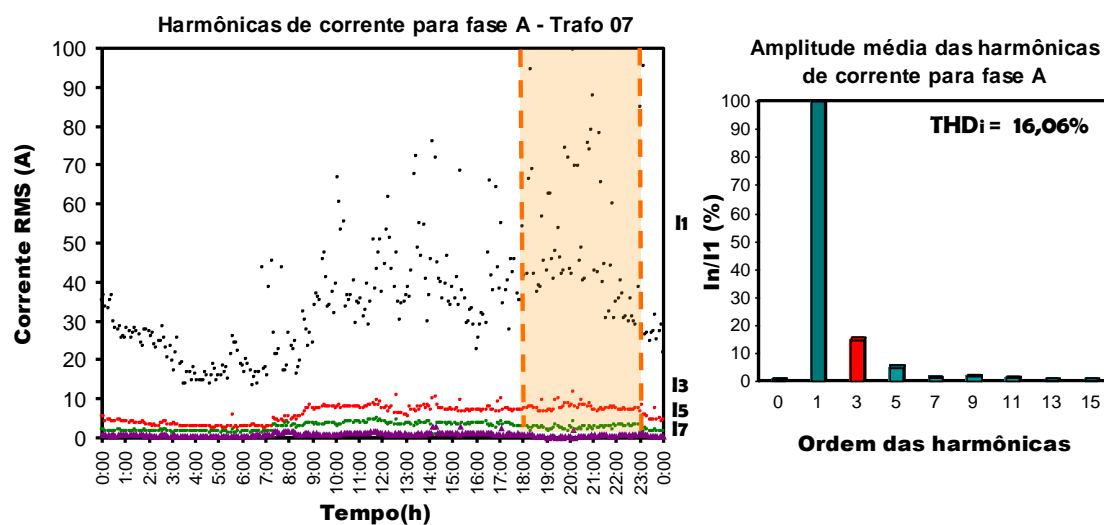


Figura 3.14: Valor eficaz das harmônicas de corrente, em função das horas do dia para a fase A do Trafo 07; ao lado direito têm-se as amplitudes médias das harmônicas de corrente em porcentagem da fundamental, no período compreendido entre às 18h-23h.

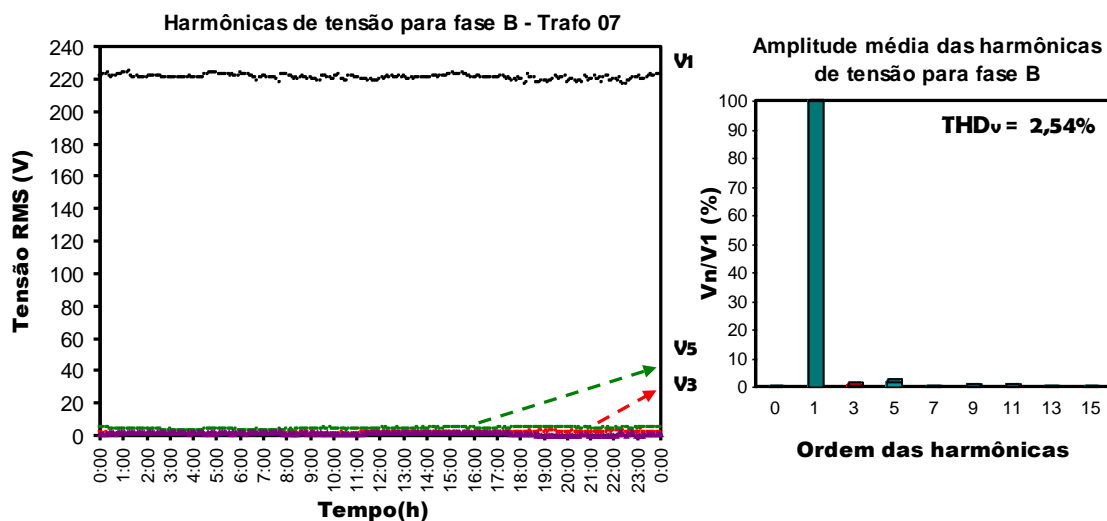


Figura 3.15: Valor eficaz das harmônicas de tensão, em função das horas do dia para a fase B do Trafo 07; ao lado direito têm-se as amplitudes médias das harmônicas de tensão em porcentagem da fundamental, no período compreendido entre às 18h-23h.

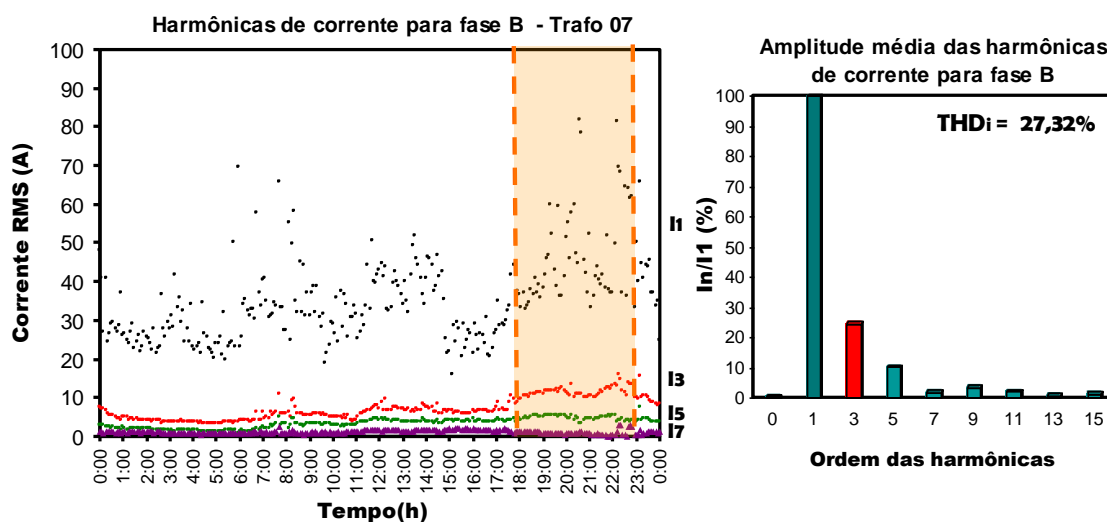


Figura 3.16: Valor eficaz das harmônicas de corrente, em função das horas do dia para a fase B do Trafo 07; ao lado direito têm-se as amplitudes médias das harmônicas de corrente em porcentagem da fundamental, no período compreendido entre às 18h-23h.

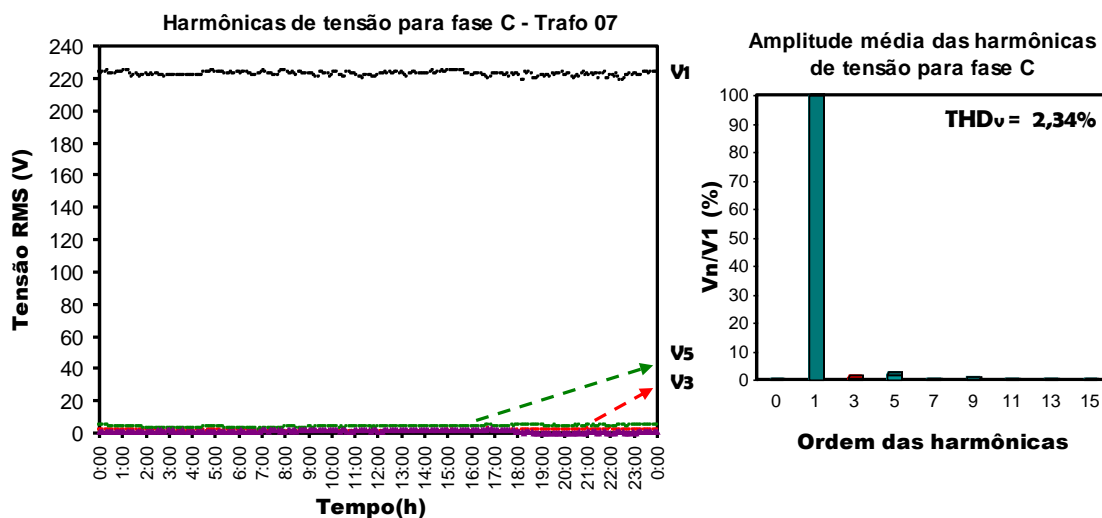


Figura 3.17: Valor eficaz das harmônicas de tensão, em função das horas do dia para a fase C do Trafo 07; ao lado direito têm-se as amplitudes médias das harmônicas de tensão em porcentagem da fundamental, no período compreendido entre às 18h-23h.

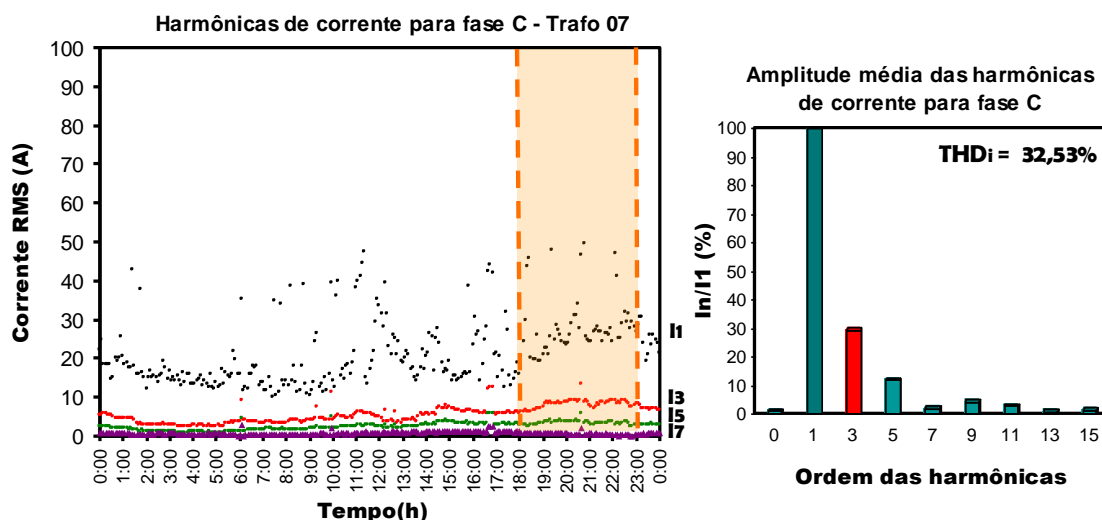


Figura 3.18: Valor eficaz das harmônicas de corrente, em função das horas do dia para a fase C do Trafo 07; ao lado direito têm-se as amplitudes médias das harmônicas de corrente em porcentagem da fundamental, no período compreendido entre às 18h-23h.

De acordo com o exposto pelas figuras 3.1 à 3.18 percebe-se como se comportam os perfis de tensão e corrente de acordo com os hábitos dos consumidores residenciais. Pode ser visto que o menor consumo ocorre por volta das 2h às 5h, período em que a maioria dos consumidores está dormindo. Com isso,

o consumo representa o abastecimento da iluminação pública ou mesmo de equipamentos que funcionam durante 24 horas do dia, como geladeiras, entre outros.

Pode-se observar que à medida que os consumidores acordam, há um ligeiro aumento no consumo, por volta das 6h às 7h, voltando a reduzir logo após, com a saída da grande parte dos consumidores para o trabalho. Por fim, na volta dos moradores à residência, percebe-se novamente o crescimento do consumo, sendo esse último a partir das 18h.

Contudo, o que chama a atenção é o aumento do conteúdo harmônico da corrente, especialmente a 3ª harmônica no período das 19h às 22h (horário de ponta). Este fato coincide com o horário em que a maioria dos chuveiros eletrônicos é acionada.

Tendo como propósito a comparação dos conteúdos harmônicos de tensão e corrente de cada transformador, foram calculadas as médias das THD_v , das THD_i e DH_i para a fase com a maior THD_i no intervalo destacado das Figura 3.1 à Figura 3.18, isto é, das 18h às 23h, sendo apresentada na Tabela 3. 2 a seguir.

Tabela 3. 2: Média da THD_v , da THD_i e da DH_i para cada transformador da classe residencial.

Transformador	Potência (kVA)	THD_v (%)	THD_i (%)	DH_1 (%)	DH_3 (%)	DH_5 (%)	DH_7 (%)	DH_9 (%)
Trafo 05	112,5	2,1	30,02	100,00	25,92	14,09	3,63	2,50
Trafo 06	75	2,2	23,33	100,00	18,94	12,26	5,24	1,00
Trafo 07	75	2,35	32,53	100,00	29,52	12,19	2,27	4,31

3.4. MODELO EQUIVALENTE

O modelo do sistema equivalente segue a mesma metodologia apresentada no capítulo 2. O conjunto de cargas lineares e não lineares são representadas por

meio de fontes de correntes de frequências iguais às frequências das harmônicas medidas na rede, sendo que a corrente fundamental drenada da fonte de entrada pode ser obtida através de componentes lineares (R e L) calculados a partir da amplitude e do ângulo da corrente fundamental medida, I_1 e ϕ_1 respectivamente.

O módulo da impedância equivalente pode ser obtido através da lei de Ohm:

$$|Z_1| = \frac{V_{1_{ef}}}{I_{1_{ef}}} \quad (3.1)$$

Onde $V_{1_{ef}}$ é o valor da tensão eficaz de fase-neutro da componente fundamental obtido por meio das medições.

A partir disso, encontra-se R e L por meio das expressões (3.2) à (3.4):

$$R = |Z_1| \cdot \cos(\phi_1) \quad (3.2)$$

$$X_L = |Z_1| \cdot \sin(\phi_1) \quad (3.3)$$

Sendo que L pode ser encontrado a partir de (2.4) :

$$L = \frac{X_L}{2 \cdot \pi \cdot f} \quad (3.4)$$

Cargas não-lineares solicitam correntes na frequência fundamental e em frequências harmônicas. Assim, uma carga não-linear pode ser modelada como uma parte linear (circuito $R-L$) que solicita corrente na frequência fundamental e, em paralelo com esse circuito $R-L$, fontes de correntes com frequências iguais às diversas harmônicas encontradas na rede, sendo que as amplitudes (I_n) e o ângulos (ϕ_n) de cada corrente harmônica são obtidos a partir das medições.

Assim, por superposição das correntes, chega-se à corrente total no PCC como sendo o somatório da corrente fundamental e das demais fontes de corrente harmônicas, como mostra a Figura 3.19.

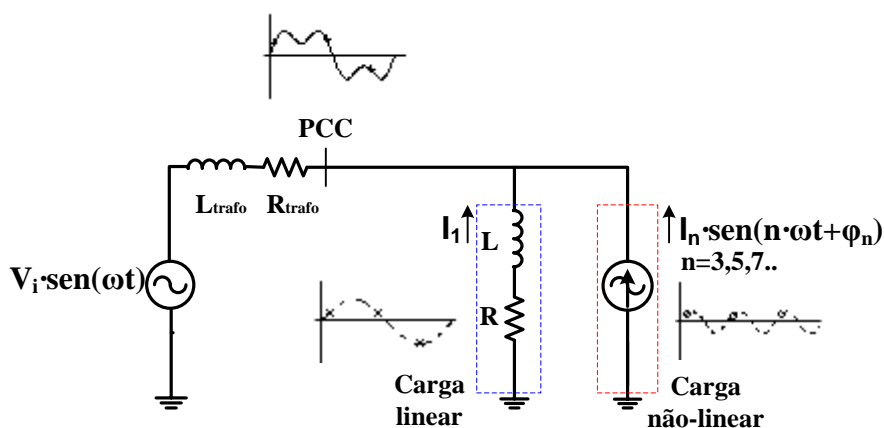


Figura 3.19: Modelo por fontes de corrente.

O intervalo da medição para o cálculo dos valores das harmônicas é definido como sendo o período entre 18h e 23h, o que representa o pior caso. Ou seja, após uma análise criteriosa, verificou-se que nesse momento a THD_i e a 3ª harmônica de corrente são máximas em relação aos demais períodos do dia.

3.5. SIMULAÇÃO DO MODELO PROPOSTO

Para a comprovação do modelo proposto, foi realizada uma simulação numérica para as três fases do Trafo 07, modelado de acordo com a metodologia exposta anteriormente.

A amplitude das correntes harmônicas para as três fases é obtida por meio das medições realizadas diretamente no secundário do transformador. Pode-se observar que a amplitude varia a cada captura dos sinais de tensão e corrente. Assim, foi escolhido o instante no qual os valores de amplitude e THD_i são os mais próximos da média calculada no item 3.2, facilitando a comparação entre as formas de onda do modelo e do caso real medido.

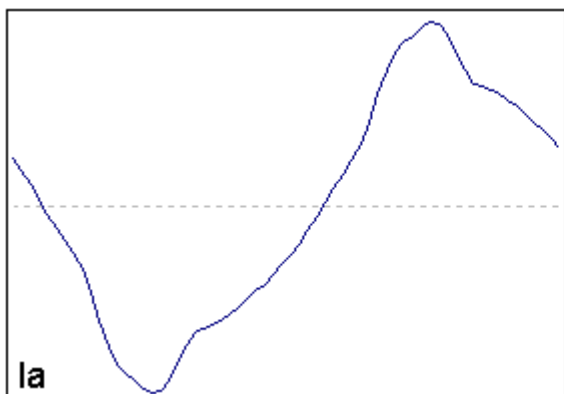


Figura 3.20: Forma de onda da corrente da fase A, medida no PCC do Trafo 07.

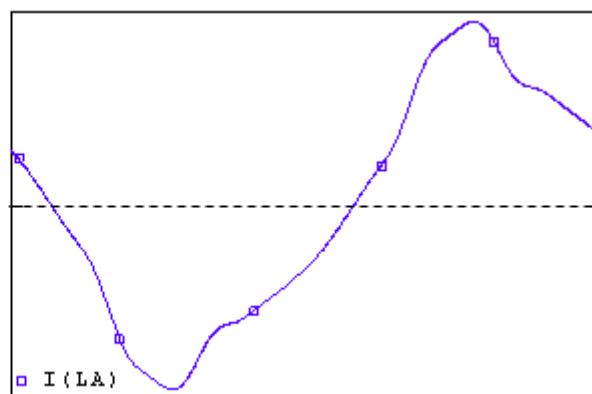


Figura 3.21: Forma de onda da corrente da fase A, simulada para o PCC Trafo 07.

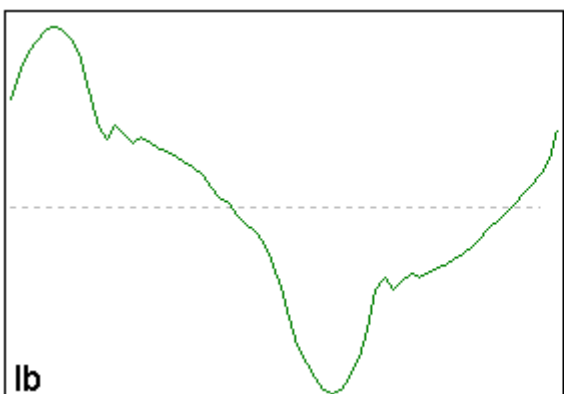


Figura 3.22: Forma de onda da corrente da fase B, medida no PCC do Trafo 07.

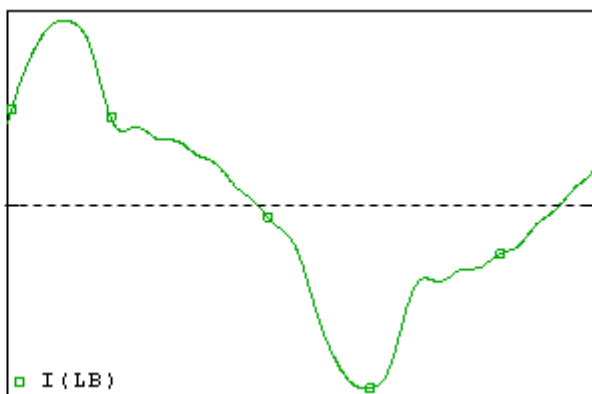


Figura 3.23: Forma de onda da corrente da fase B, simulada para o PCC do Trafo 07.

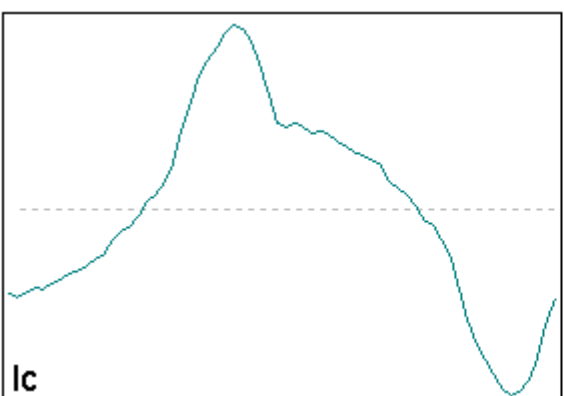


Figura 3.24: Forma de onda da corrente da fase C, medida no PCC do Trafo 07.

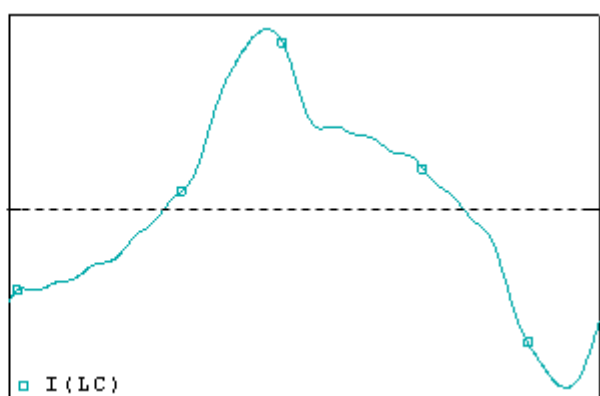


Figura 3.25: Forma de onda da corrente da fase C, simulada para o PCC do Trafo 07.

As figuras 3.20, 3.22 e 3.24 ilustram as formas de onda das correntes para as três fases do Trafo 07 (fases A, B e C) para um determinado instante da medição.

Analogamente, as figuras 3.21, 3.23 e 3.25 apresentam as formas de onda das correntes para as mesmas fases obtidas a partir da simulação da planta modelada por fontes de corrente até a 15ª harmônica.

A diferença entre as formas das correntes simuladas com injeção de componentes harmônicas até a ordem 15 quando comparadas com as obtidas pela medição pode ser desconsideradas sem prejuízo ao trabalho, face à grande aproximação obtida e ao grande esforço de computação adicional requerido durante a simulação, para refinar ainda mais os resultados.

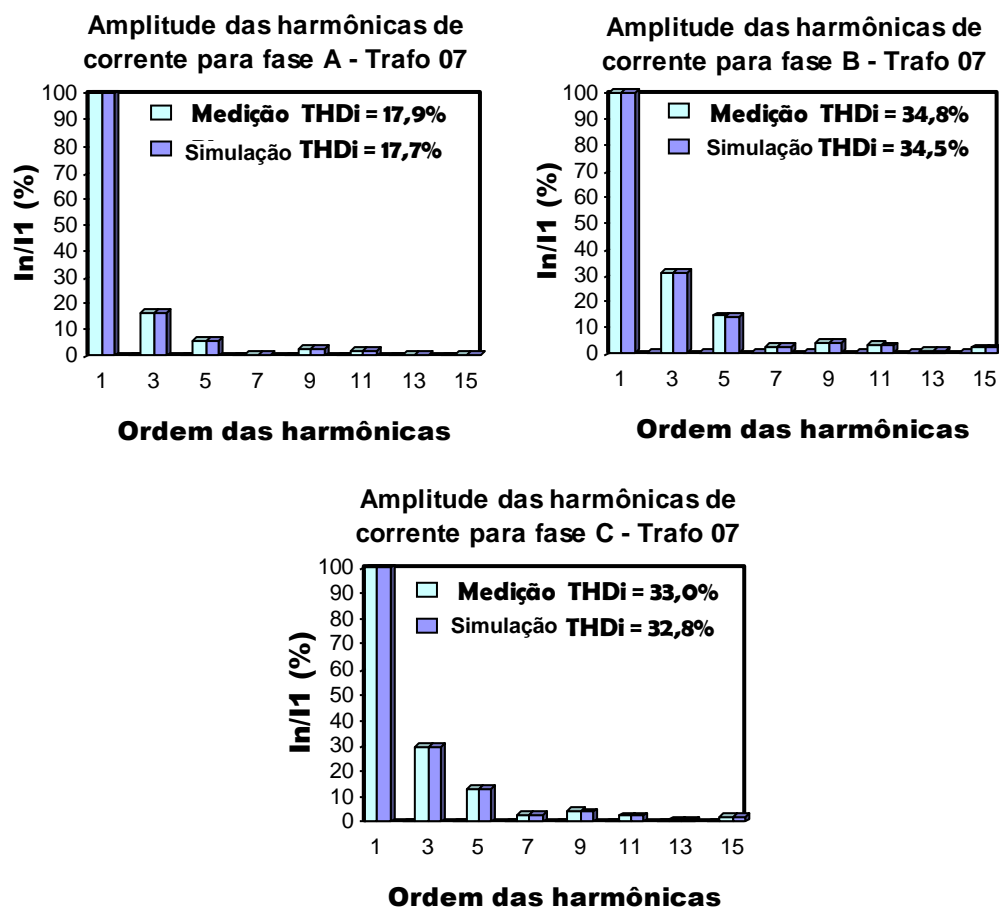


Figura 3.26: Espectros harmônicos das correntes das três fases do transformador -Trafo 07- obtidos através de medição e de simulação da planta modelada.

Os espectros harmônicos das correntes de linha para o Trafo 07, bem como das correntes obtidas através de simulação numérica são apresentadas na Figura 3.26.

Observa-se que a diferença entre as grandezas do modelo simulado e as grandezas do valor medido é relativamente baixa, validando assim o modelo proposto.

3.6. CONCLUSÕES SOBRE O CAPÍTULO

A partir das medições realizadas nos três transformadores, pôde-se observar a predominância da 3^a harmônica de corrente em relação às demais componentes harmônicas do sistema residencial. Notou-se que a corrente de 3^a ordem (180Hz) é responsável por até 63,32% da THD_i no caso do Trafo 07, por exemplo. Isto revela a importância da sua filtragem na busca de valores aceitáveis pela prática recomendada IEEE 519.

Com relação ao modelo adotado por fontes de corrente, os resultados computacionais evidenciam uma boa correlação, tanto quantitativamente (valores encontrados) como qualitativamente (formas de onda obtidas) com os resultados de medição.

O erro máximo inserido ao se trabalhar com o modelo para a simulação de filtros passivos, considerando apenas harmônicas ímpares de corrente até a 15^a ordem (900Hz) é próximo a 1%, o que revela a grande aderência do modelo à planta real.

A partir do exposto, fica clara a concordância e a viabilidade de se trabalhar com esse modelo para a finalidade principal, que é o projeto de filtros passivos de 3^a harmônica.



CAPÍTULO 4

PROJETO DE FILTROS DE 3^a HARMÔNICA PARA TD'S COM CONSUMIDORES DA CLASSE COMERCIAL

4.1. INTRODUÇÃO

A partir das avaliações de harmônicas de tensão e corrente realizadas nos capítulos anteriores, percebe-se que o conteúdo harmônico de corrente é bastante elevado em todos os transformadores (Trafo 01 ao Trafo 07).

Em [10] são apresentadas medições de harmônicas de tensão e corrente num total de 125 Transformadores Trifásicos de Baixa Tensão (TTBT), escolhidos de forma aleatória, por meio de sorteio, e selecionados através de um planejamento amostral que representa todo o universo de TTBT instalados nas redes de distribuição da Celesc.

Esse estudo [10] possibilitou verificar que 18,43% dos TTBT apresentam violação dos índices de tolerância de harmônicas de tensão estipulados pela IEEE-519. Além disso, verificou-se também que 98,20% dos TTBT, do mesmo grupo dos 125, apresentam violação dos índices de tolerância de harmônicas de corrente recomendados pela IEEE-519.

Apesar da amostra de transformadores, tratados neste trabalho, ser muito pequena (sete) em relação ao universo de TTBT existentes em toda região sul e

sudeste (em 2006, conforme [10], somente no Estado de Santa Catarina existiam 46.463 TTBT nas redes de distribuição da Celesc), os resultados aqui apresentados estão em conformidade com estudos realizados por profissionais do setor elétrico de Santa Catarina no que diz respeito ao conteúdo harmônico de tensão e corrente.

Em virtude dos resultados obtidos no presente trabalho concordarem com resultados de outros estudos sobre o mesmo tema, estes podem, por analogia, ser estendidos para toda população de TTBT dos estados da região sul e sudeste, pois estas regiões apresentam um conjunto de cargas residenciais e comerciais com características de funcionamento muito semelhantes às cargas encontradas no Estado de Santa Catarina.

Mediante o exposto, uma proposta para diminuir os altos índices de harmônicas de corrente é a utilização da filtragem passiva da componente de 3ª harmônica de corrente, pois, de acordo com o que foi visto nos capítulos 2 e 3, esta apresenta dominância em relação às demais componentes harmônicas de corrente.

Estudos realizados recentemente demonstraram a eficácia de se utilizar uma célula de filtragem, composta de filtro *shunt* e filtro de bloqueio, na filtragem passiva da 3ª harmônica [9]. Deste modo, este capítulo tem por objetivo apresentar uma sequência de procedimentos que permitam a determinação e projeto de filtros passivos sintonizados.

Os procedimentos apresentados aqui se referem aos projetos de filtros harmônicos de sistemas residenciais e comerciais e compreendem uma série de etapas que serão discutidas passo a passo no decorrer deste capítulo. Para isso torna-se essencial o completo entendimento de cada elemento que compõe a célula e, sobretudo, compreender como estes elementos influenciam no comportamento dos filtros como um todo.

Além disso, será apresentada uma estrutura de filtro *shunt* trifásico diferente da estrutura clássica atualmente empregada.

Por fim, pretende-se ao final desse capítulo dimensionar e especificar todos os elementos que serão objetos de estudo deste trabalho.

4.2. FILTRO SHUNT LC SÉRIE

Os filtros *shunts* sintonizados possuem características de funcionamento bastantes abordadas [1][4][7][9] na literatura até o momento. A topologia *LC* série, uma das formas mais usuais de filtros *shunt*, apresenta uma estrutura, na forma ideal, de acordo com a figura 4.1.

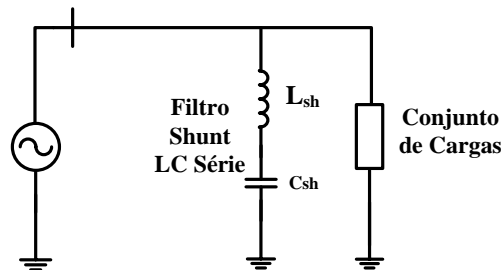


Figura 4.1: Filtro Shunt LC Série Ideal.

Como pode ser visto na figura 4.1, o filtro apresenta elementos *L* e *C* em série conectados em paralelo ao conjunto de cargas, daí o termo em inglês *shunt*.

A impedância do filtro ideal, por fase, pode ser determinada de acordo com a equação (4.1):

$$Z_{F_{sh}}(\omega) = j \cdot \omega \cdot L_{sh} + \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C_{sh}} \quad (4.1)$$

Onde:

ω - Frequência angular em [rad/s];

L_{sh} - Indutância por fase do reator do filtro em [H];

C_{sh} - Capacitância por fase do filtro em [F];

j - Valor imaginário ($\sqrt{-1}$).

Sendo que:

$$\omega = 2 \cdot \pi \cdot f$$

O módulo da impedância $Z_{F_{sh}}$, em função da frequência angular, pode ser obtido através da equação (4.2):

$$|Z_{F_{sh}}(\omega)| = \left| \omega \cdot L_{sh} - \frac{1}{\omega \cdot C_{sh}} \right| \quad (4.2)$$

O módulo de Z_{Lsh} , impedância do indutor, e o módulo de Z_{Csh} , impedância do capacitor, podem ser dados por (4.3) e (4.4) respectivamente:

$$|Z_{Lsh}| = \omega \cdot L_{sh} \quad (4.3)$$

$$|Z_{Csh}| = \frac{1}{\omega \cdot C_{sh}} \quad (4.4)$$

As respostas em frequência do módulo da impedância do filtro, bem como da impedância do indutor e do capacitor, são apresentadas na figura 4.2.

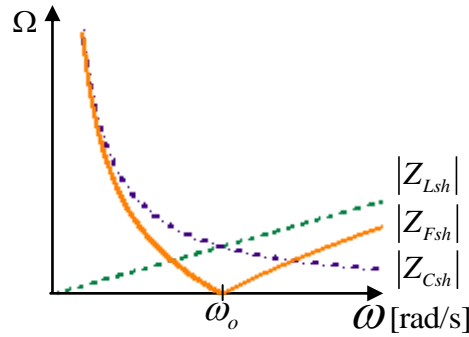


Figura 4.2: Resposta em Frequência dos Módulos das Impedâncias do Filtro Shunt LC Série Ideal, do Capacitor e do Indutor do Filtro.

Analisando a Figura 4.2, percebe-se que o módulo da impedância do filtro Z_{Fsh} torna-se nulo para uma dada frequência ω_o . Esta frequência é chamada de frequência de ressonância do filtro *shunt LC* série.

Para esta condição de ressonância, nota-se que o valor do módulo da impedância do indutor, Z_{Lsh} , apresenta o mesmo valor do módulo da impedância do capacitor, Z_{Csh} .

Matematicamente, tem-se:

$$|Z_{Lsh}(\omega_o)| = |Z_{Csh}(\omega_o)| \quad (4.5)$$

Ou seja,

$$\omega_o \cdot L_{sh} = \frac{1}{\omega_o \cdot C_{sh}} \quad (4.6)$$

Logo, a frequência angular de ressonância pode ser calculada como:

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_{sh} \cdot C_{sh}}}, [rad / s] \quad (4.7)$$

Ou ainda, a frequência de ressonância pode ser dada por:

$$f_o = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_{sh} \cdot C_{sh}}}, [Hz] \quad (4.8)$$

Todavia, na sua forma real, o filtro *shunt LC* série apresenta resistências devido à resistência dos condutores do indutor, resistência de conexões do indutor e do capacitor, além da resistência intrínseca do capacitor. O conjunto destas resistências pode ser, discretamente, representado por R_{sh} , como mostra a figura 4.3.

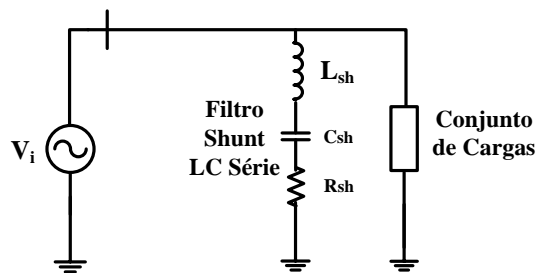


Figura 4.3: Filtro Shunt LC Série Real.

Perante o exposto, a resposta em frequência do filtro apresenta uma pequena diferença conforme indicado na figura 4.4.

Percebe-se que nesta situação, a impedância do filtro, $Z_{F_{sh}}$, para a frequência de ressonância torna-se equivalente a resistência R_{sh} . Contudo, o total cancelamento do efeito indutivo e capacitivo continua presente.

A resistência do filtro *shunt*, R_{sh} , determina o fator de qualidade do filtro, Q_{sh} , de acordo com a expressão (4.9):

$$Q_{sh} = \frac{\omega \cdot L_{sh}}{R_{sh}} \quad (4.9)$$

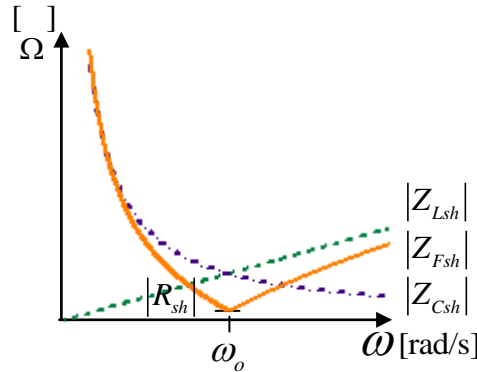


Figura 4.4: Resposta em Frequência dos Módulos das Impedâncias do Filtro Shunt Real, do Capacitor e do Indutor do Filtro.

Com relação ao comportamento da impedância Z_{Fsh} , sabe-se que quanto maior o valor da capacitância, C_{sh} , e consequentemente menor o valor do indutor, L_{sh} , maior se torna a largura de banda do filtro [9]. A figura 4.5 expressa este fato onde tem-se: Z_{shA} , Z_{shB} e Z_{shC} com $R_{shA} = R_{shB} = R_{shC}$, $L_{shA} > L_{shB} > L_{shC}$ e, consequentemente, $C_{shA} < C_{shB} < C_{shC}$.

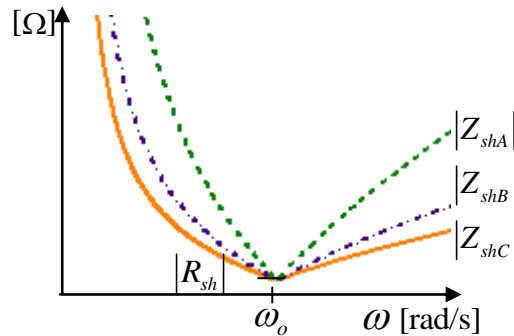


Figura 4. 5: Resposta em Frequência do Filtro Shunt para Diferentes Valores de L_{sh} e C_{sh} .

Além disso, a variação da resistência, R_{sh} , acarreta muito pequeno aumento ou diminuição da largura de banda do filtro. Todavia, a amplitude do módulo da impedância do filtro *shunt* LC série, em torno de ω_o , é diretamente proporcional à esta resistência, como mostra a figura 4.6, em que: $R_{shZ} > R_{shY} > R_{shX}$, $L_{shZ} = L_{shY} = L_{shX}$ e $C_{shZ} = C_{shY} = C_{shX}$.

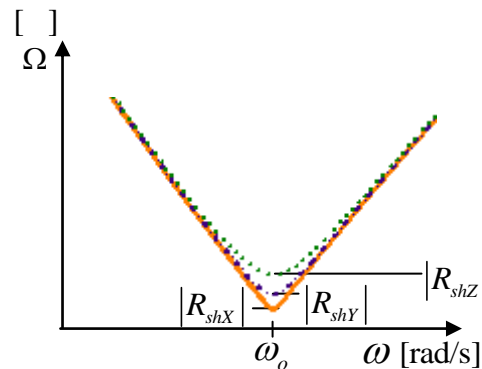


Figura 4. 6: Resposta em Frequência do Filtro Shunt para Valores Diferentes de R_{sh} .

É fundamental ressaltar que os fatos supracitados são muito importantes no momento de dimensionamento e projeto dos filtros, uma vez que isto dá ao projetista maior liberdade de escolha dos elementos para a filtragem.

4.3. FILTRO SHUNT LC SÉRIE TRIFÁSICO

Na forma trifásica, em estrela, o filtro *shunt* LC série possui a configuração tal como ilustra a figura 4.7. É também possível encontrar esta estrutura com o banco de capacitores conectados em triângulo.

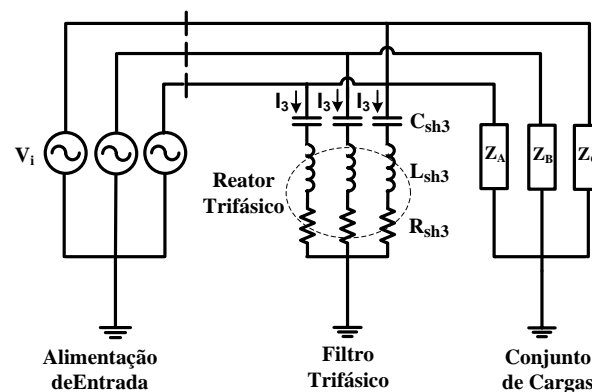


Figura 4.7: Filtro Trifásico com Reator Trifásico.

O mesmo desempenho pode ser obtido, em termos de filtragem, utilizando três filtros monofásicos. Todavia, o filtro trifásico com reator trifásico, isto é, três indutâncias em um mesmo núcleo, apresenta menor peso (massa) e volume quando comparado com três filtros monofásicos independentes.

4.4. FILTRO SHUNT LC SÉRIE TRIFÁSICO COM REATOR MONOFÁSICO

O Filtro *Shunt* LC Série Trifásico com Reator Monofásico (Filtro 3C1L) apresenta uma configuração derivada a partir do filtro *shunt* série trifásico.

Conforme visto anteriormente, o filtro *shunt* LC série, no modo trifásico, apresenta um conjunto (banco) de capacitores conectados em série com o reator (indutor trifásico). Isto significa que, para filtros sintonizados em frequência *triplens*, as correntes harmônicas de filtragem, provenientes do sistema elétrico trifásico, percorrem o banco de capacitores do filtro e, em seguida, o reator trifásico, antes de se somarem no ponto de conexão com o neutro, N_o .

A idéia inicial do filtro 3C1L visa realizar essa soma das correntes em N_o , antes da conexão com o reator, sem que o filtro perca suas características de filtragem para a frequência igual à frequência de sintonia, f_o do filtro.

A figura 4.8 apresenta a idéia inicial ilustrando a modificação da conexão N_o do filtro *shunt* LC série trifásica para a configuração trifásica com N_o antes do reator trifásico.

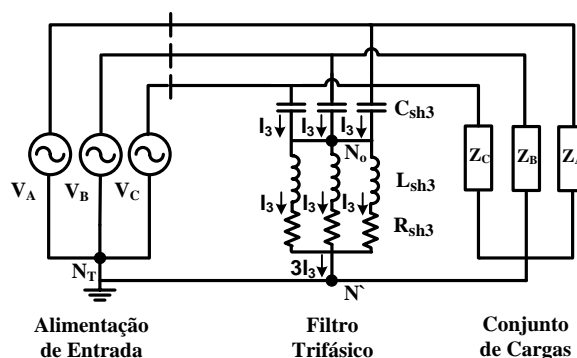


Figura 4.8: Filtro Shunt LC Série Trifásico com N_o antes do reator.

Para esta estrutura, mostrada na figura 4.8, as características de filtragem das componentes harmônicas triplens são mantidas, ou seja, o comportamento da impedância do filtro para as harmônicas homopolares permanece inalterado, sendo a frequência de sintonia da configuração da figura 4.8 igual à da configuração da

figura 4.7.

Contudo, a partir da figura 4.8, fica explícito que o reator trifásico apresenta três indutâncias, L_{sh3} de mesmo valor, conectadas em paralelo.

Dentro desse contexto, surge a topologia do filtro 3C1L. Tomando como estímulo o fato de que os três indutores, com indutância L_{sh3} , estarem conectados em paralelo (reator trifásico), estes podem perfeitamente ser substituídos por apenas um indutor, com indutância L_{sh1} (reator monofásico). A figura 4.9 apresenta a estrutura do filtro 3C1L obtido.

Sendo que:

$$L_{sh1} = \frac{L_{sh3}}{3}$$

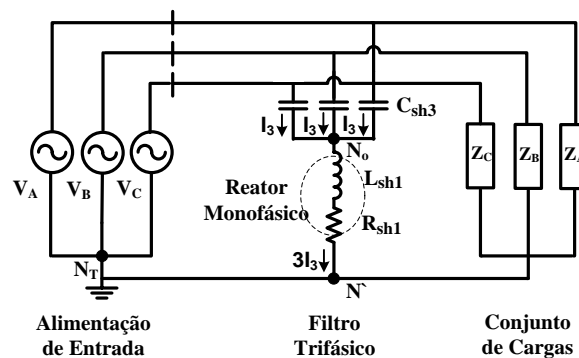


Figura 4. 9: Filtro Shunt LC Série Trifásico com Reator Monofásico (Filtro 3C1L).

Diante das duas topologias abordadas (3C1L e tradicional) é possível destacar algumas vantagens que a topologia trifásica com reator monofásico apresenta sobre a topologia convencional com reator trifásico. Dentre elas, citam-se:

- O reator monofásico apresenta indutância L_{sh1} três vezes menor que a indutância L_{sh3} (reator trifásico). Desta maneira, L_{sh1} propicia um menor número de espiras em relação à L_{sh3} , favorecendo a **redução de peso (massa) e volume** do filtro de um modo geral;
- Com relação às correntes que circulam através dos filtros, observa-se que na versão trifásica (reator trifásico) circulam tanto

componentes harmônicas de filtragem como uma parcela de corrente fundamental devido à largura de banda do filtro. Em outras palavras, as correntes que circulam pelo reator trifásico podem ser expressas como: $I_{F3} = I_{1F} + I_{nF}$. Já para a alternativa com reator monofásico, a corrente que circula pelo reator é composta somente das componentes harmônicas de filtragem, ou seja, $I_{F1} = I_{nF}$, onde, n representa a ordem da harmônica a ser filtrada (isto só é válido para $n = 3, 9, 15...$, componentes homopolares). Este fato representa fisicamente uma nova **redução de peso (massa) e volume** do filtro com reator monofásico frente ao filtro com reator trifásico, uma vez que a bobina do reator pode ser dimensionada somente para a corrente de filtragem (I_{nF}). Ao passo que para o reator trifásico, no dimensionamento das bobinas dos reatores devem ser considerados as correntes harmônicas de filtragem juntamente com a parcela de fundamental (I_{1F} e I_{nF}). Mais que uma simples **redução do peso (massa) e volume, a diminuição da quantidade de cobre**, que possui alto valor agregado, faz com que haja uma diminuição global do custo associado do reator monofásico, em comparação ao trifásico;

➤ Outra vantagem recai sobre o processo de fabricação do reator monofásico. Torna-se mais fácil a fabricação e enrolamento de apenas uma bobina, no caso do reator monofásico, em vez de três bobinas, no caso do reator trifásico. Além disso, trata-se de uma bobina com menor número de espiras, facilitando ainda mais o processo. Tudo isso acarreta em **ganho de tempo e custo de fabricação**;

➤ Especificamente para os filtros de 3º harmônica, devido à proximidade da frequência de sintonia desse filtro com a frequência fundamental, a largura de banda da impedância pode apresentar baixos valores para frequência próxima de 60Hz (no caso do Brasil). Isto representa um maior carregamento em termos da fundamental, limitando bastante a largura de banda do referido filtro. Ao se utilizar da topologia com reator

monofásico, é possível utilizar *maiores valores de largura de banda do filtro*, uma vez que as componentes de fundamental não circularão através do reator monofásico. Já a corrente fundamental que circula sobre os capacitores, uma vez utilizados maiores valores de largura de banda, apresentarão um aumento. Porém esta corrente atuará somente na compensação de reativos de deslocamento do sistema.

Apesar das vantagens, o filtro 3C1L apresenta algumas desvantagens em relação ao filtro convencional. Dentre elas pode-se citar:

- Na ocorrência de perda de sintonia devido à falha de algum(ns) capacitor(es) do banco trifásico, esta será percebida pelas *três fases do sistema*, pois o grupo (banco) de capacitores compartilha o mesmo indutor. Diferentemente ocorre com o filtro *shunt* com reator trifásico, onde a falha de capacitor(es) de uma das fases do grupo (banco) de capacitores provocará a dessintonia de filtragem somente para fase em que ocorreu a anomalia;
- O filtro 3C1L é *homopolar*, isto é, o filtro só pode ser projetado para correntes harmônicas homopolares, não sendo possível filtrar correntes que apresentam defasagem diferente de zero. Dessa forma, seu uso fica restrito a correntes harmônicas múltiplas de três. Já o filtro *shunt* convencional pode ser projetado tanto para correntes com defasagem nula entre si, como para correntes harmônicas de sequência positiva e negativa, como é o caso das correntes harmônicas de ordem não múltiplas de três (5, 7, 11,13...).

4.5. FILTRO DE BLOQUEIO

O filtro de bloqueio possui característica de funcionamento dual à do filtro *shunt* sintonizado. À medida que o filtro *shunt* visa obter um caminho de baixa impedância à passagem das correntes harmônicas de uma dada frequência de sintonia, o filtro de bloqueio é inserido em série com o alimentador (transformador)

de modo a obter uma alta impedância série à passagem das mesmas.

Por isso, tais filtros foram denominados de Filtro de Bloqueio, pois seu objetivo principal é justamente “bloquear”, ou seja, dificultar a circulação de correntes de mesma frequência que a frequência de ressonância do filtro [9].

É importante lembrar que os filtros de bloqueio foram concebidos de maneira a auxiliar a filtragem dos filtros *shunts*, não sendo indicado, no entanto, seu emprego de forma isolada.

Diversas topologias de filtro de bloqueio são apresentadas e discutidas em [9]. No presente trabalho, as atenções estão voltadas à filtragem passiva da 3ª harmônica de corrente (harmônica *triplens*). Por conta disso, serão abordados conceitos relativos ao emprego do filtro de bloqueio paralelo de neutro, devido a suas vantagens em relação às diversas topologias de filtro de bloqueio existentes.

A topologia do filtro de bloqueio paralelo de neutro é apresentada na figura 4.10.

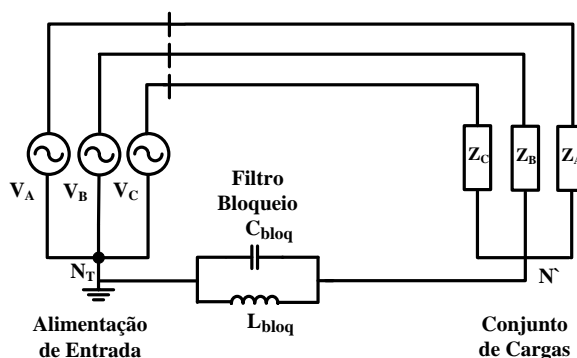


Figura 4.10: Filtro de Bloqueio Paralelo de Neutro Ideal.

Esta topologia possui os elementos L e C conectados em paralelo entre si e inseridos em série com o condutor de neutro que interliga o ponto neutro das cargas, N' , ao neutro do transformador alimentador, N_T .

Em seu modo de funcionamento normal, os sistemas trifásicos a quatro fios possuem três condutores de fase além do condutor de neutro do transformador. Dessa forma, havendo desequilíbrio entre as correntes de fase, percebe-se que o somatório das correntes, no condutor neutro da instalação, será diferente de zero.

Além disso, mesmo em sistemas equilibrados que possuem componentes harmônicas triplens, estas por apresentarem defasagem nula entre si, se somarão no ponto neutro originando uma corrente cujo valor apresenta magnitude três vezes maior que o valor desta componente harmônica em cada uma das fases.

Em instalações residenciais e comerciais é muito comum que ocorra simultaneamente as duas situações citadas anteriormente, uma vez que as cargas elétricas são, na sua maioria, monofásicas e dificilmente são instaladas de forma perfeitamente distribuída entre as fases, além da presença de uma variedade de cargas não-lineares que injetam grandes componentes de 3º harmônica. Por isso, torna-se vantajoso o uso de filtros de bloqueio atuando em conjunto com os filtros *shunts*.

A impedância equivalente do filtro de bloqueio é dada por:

$$Z_{bloq} = \frac{Z_{L_{bloq}} \cdot Z_{C_{bloq}}}{Z_{L_{bloq}} + Z_{C_{bloq}}} \quad (4.10)$$

Onde:

$$Z_{L_{bloq}} = j \cdot \omega \cdot L_{bloq}$$

$$Z_{C_{bloq}} = \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C_{bloq}}$$

Dessa forma, a equação (4.10) pode ser escrita como:

$$Z_{bloq}(\omega) = \frac{(j \cdot \omega \cdot L_{bloq}) \cdot \left(\frac{1}{j \cdot \omega \cdot C_{bloq}} \right)}{(j \cdot \omega \cdot L_{bloq}) + \left(\frac{1}{j \cdot \omega \cdot C_{bloq}} \right)} \quad (4.11)$$

Reescrevendo (4.11) tem-se:

$$Z_{bloq}(\omega) = \frac{j \cdot \omega \cdot L_{bloq}}{1 - \omega^2 \cdot L_{bloq} \cdot C_{bloq}} \quad (4.12)$$

Logo, o módulo de Z_{bloq} , em função da frequência angular, é dado por:

$$|Z_{bloq}(\omega)| = \sqrt{\left(\frac{\omega \cdot L_{bloq}}{1 - \omega^2 \cdot L_{bloq} \cdot C_{bloq}} \right)^2} \quad (4.13)$$

No limite, quando o denominador da expressão (4.13) tender a zero, o valor do módulo da impedância, Z_{bloq} , tenderá ao infinito, sendo este valor denominado de impedância de ressonância do filtro de bloqueio paralelo.

Nesta condição, tem-se:

$$\sqrt{1 - \omega^2 \cdot L_{bloq} \cdot C_{bloq}} = 0 \quad (4.14)$$

Que leva à:

$$\omega_{0bloq} = \frac{1}{\sqrt{L_{bloq} \cdot C_{bloq}}}, [rad / s] \quad (4.15)$$

Onde:

$$\omega_{0bloq} = 2 \cdot \pi \cdot f_{0bloq}$$

Portanto, a frequência de ressonância do filtro de bloqueio paralelo, f_{0bloq} , é dada por:

$$f_{0bloq} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_{bloq} \cdot C_{bloq}}}, [Hz] \quad (4.16)$$

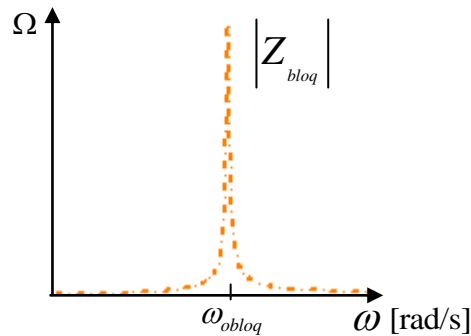


Figura 4. 11: Resposta em Frequência do Filtro de Bloqueio Paralelo Ideal.

A figura 4.11 mostra o comportamento da impedância do filtro de bloqueio paralelo ideal, para a frequência angular de ressonância igual a ω_{0bloq} .

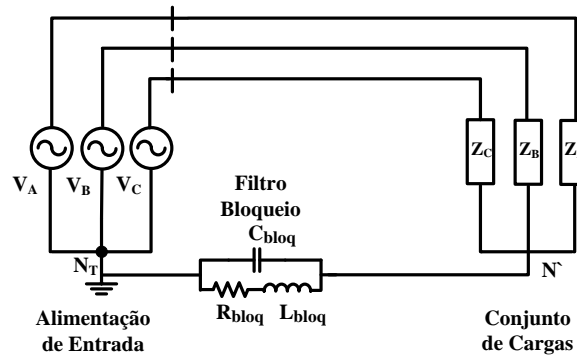


Figura 4. 12: Filtro de Bloqueio Paralelo de Neutro Real.

No entanto, para o caso real, a estrutura do filtro de bloqueio paralelo é mostrada de acordo com a figura 4.12, onde R_{bloq} representa a resistência equivalente da bobina do reator de bloqueio.

Neste caso, a frequência de ressonância é alterada de acordo com a expressão (4.17):

$$f_{0bloq} = \frac{\sqrt{\frac{L_{bloq}}{C_{bloq}} + R_{bloq}^2}}{2 \cdot \pi \cdot R_{bloq} \cdot C_{bloq}} \quad (4.17)$$

Isso faz com que o módulo de Z_{bloq} apresente um valor finito, porém elevado, sendo que seu valor máximo ocorre para a frequência de ressonância, f_{0bloq} .

A figura 4.13 ilustra o comportamento do módulo da impedância do filtro de bloqueio paralelo real, isto é, com a inclusão da resistência R_{bloq} , em função da frequência angular, ω .

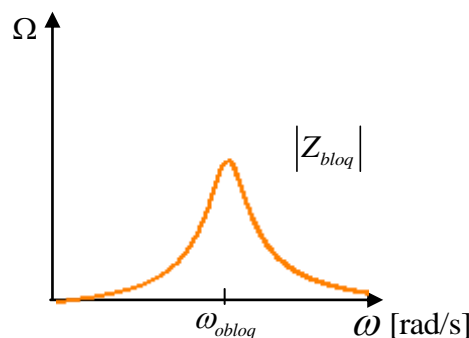


Figura 4. 13: Resposta em Frequência do Filtro de Bloqueio Paralelo Real.

Sabe-se que quanto maior o valor do indutor, L_{bloq} , mais eficiente torna-se o filtro de bloqueio [9]. A figura 4.14 expressa este fenômeno onde tem-se Z_{bloqA} , Z_{bloqB} e Z_{bloqC} obtidos a partir de: $R_{bloqA} = R_{bloqB} = R_{bloqC}$, $L_{bloqA} > L_{bloqB} > L_{bloqC}$ e, conseqüentemente, $C_{bloqA} < C_{bloqB} < C_{bloqC}$.

Além disso, a variação da resistência, R_{bloq} , acarreta muito pequeno aumento ou diminuição da largura de banda do filtro. Todavia, a amplitude do módulo da impedância do filtro de bloqueio paralelo, em torno de f_{obloq} , é inversamente proporcional à resistência R_{bloq} , como mostra a figura 4.15 com $R_{bloqZ} > R_{bloqY} > R_{bloqX}$.

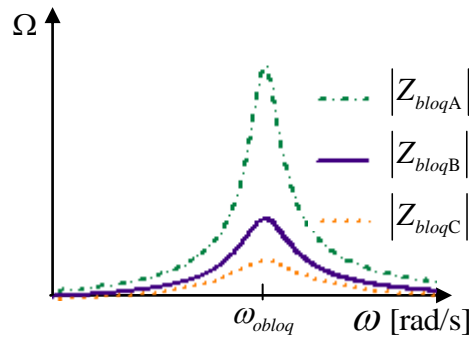


Figura 4. 14: Resposta em Frequência do Filtro de Bloqueio Paralelo para Diferentes Valores de L_{bloq} e C_{bloq} .

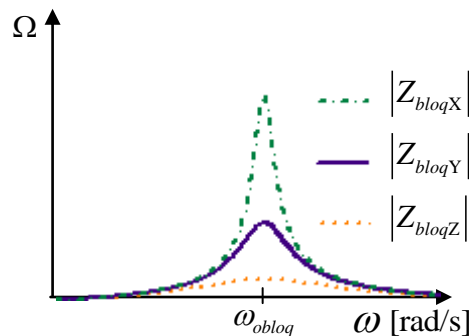


Figura 4. 15: Resposta em Frequência do Filtro de Bloqueio Paralelo para Diferentes Valores de R_{bloq} .

Dessa forma, para obter um filtro de alta qualidade com grande poder de bloqueio, é desejável um alto valor de L_{bloq} com um baixo valor de R_{bloq} .

O fator de qualidade do filtro de bloqueio paralelo real é dado por:

$$Q_{bloq} = \frac{\omega_{obloq} \cdot L_{bloq}}{R_{bloq}} \quad (4.18)$$

Entretanto, cabe lembrar que na ocorrência de um forte desequilíbrio de corrente entre fases do sistema trifásico, fato bastante comum em sistemas da classe residencial e comercial, haverá uma corrente de componente fundamental de valor elevado que circulará através do filtro de bloqueio. Neste sentido, caso o filtro apresente um indutor de valor muito acentuado, haverá uma queda de tensão significativa sobre ele.

A queda de tensão fundamental sobre o filtro, V_{bloq} , pode ser obtida de acordo com a expressão:

$$V_{bloq} = 2 \cdot \pi \cdot 60 \cdot L_{bloq} \cdot I_{bloq(60)} \quad (4.19)$$

Além disso, todas as componentes harmônicas de corrente que não estejam confinadas ao filtro *shunt* e que não foram totalmente canceladas no ponto de neutro circularão através do filtro de bloqueio, o que provocaria um aumento da THD_v do sistema, caso o valor do indutor L_{bloq} apresente um valor muito elevado.

4.6. PROJETO DO FILTRO SHUNT SINTONIZADO TOPOLOGIA TRIFÁSICA COM REATOR MONOFÁSICO

A metodologia utilizada para o dimensionamento dos elementos do filtro 3C1L é similar à empregada no dimensionamento do filtro trifásico com reator trifásico. A diferença entre ambas ocorre no procedimento final da etapa do cálculo dos parâmetros do reator.

De forma simples e objetiva, a metodologia consiste na execução de sete etapas. A seguir, procura-se abordar cada uma das etapas de modo a auxiliar futuros projetistas da área de filtragem passiva.

1º Etapa:

A primeira etapa consiste em avaliar o conteúdo harmônico de toda a

instalação. Para isso, faz-se necessário realizar medições diretamente na planta e levantar o perfil das componentes harmônicas presentes em cada fase.

As grandezas a serem medidas e analisadas são:

- Valores eficazes das correntes de cada fase do secundário do transformador;
- Valores eficazes das componentes harmônicas das correntes de cada fase do secundário do transformador;
- Valores eficazes das tensões de cada fase do secundário do transformador;
- Valores eficazes das componentes harmônicas de tensão de cada fase do secundário do transformador;
- Ângulos de fase de todas as componentes harmônicas de corrente, inclusive da componente fundamental;
- Ângulos de fase de todas as componentes harmônicas de tensão, inclusive da componente fundamental.

2º Etapa:

A segunda etapa do projeto consiste na obtenção dos parâmetros nominais do transformador, os quais são facilmente obtidos através dos dados de placa.

$$Z_{trafo} = \frac{(V_{L2})^2}{S_{trafo}} \cdot Z_{(pu)} = 0,033\Omega \quad (4.20)$$

Onde:

$V_{L2} = 380V$ - Tensão entre fases do secundário do transformador

$S_{trafo} = 150kVA$ - Potência trifásica do transformador

$Z_{(pu)} = 3,43\%$ - Impedância percentual do transformador

Na falta de parâmetros mais precisos, os valores de resistência, R_{trafo} , podem ser calculados através das perdas nos condutores do transformador, que por sua vez, são obtidas por meio de catálogos de fabricantes [12].

$$R_{trafo} = \frac{P_{cobre}}{I_{2n}^2} = 12,2m\Omega \quad (4.21)$$

Sendo que:

$P_{cobre} = 1910W$ - Perdas nos enrolamentos do transformador;

$I_{2n} = 228A$ - Corrente nominal do secundário do transformador.

A reatância de dispersão, X_{Ltrafo} , pode ser encontrada de acordo com a expressão (4.22):

$$X_{Ltrafo} = \sqrt{Z_{trafo}^2 - R_{trafo}^2} = 30,83m\Omega \quad (4.22)$$

Logo, a indutância do transformador é obtida por:

$$L_{trafo} = \frac{X_{Ltrafo}}{2 \cdot \pi \cdot f_1} = 81,77\mu H \quad (4.23)$$

Onde:

$f_1 = 60Hz$ - Frequência da componente fundamental de corrente.

3° Etapa:

A terceira etapa, somente pode ser realizada de posse dos valores das grandezas obtidas na primeira etapa. Nesta etapa, busca-se o modelo que represente o melhor possível a instalação em seu funcionamento normal. Ressalta-se que nos capítulos dois e três foi apresentado como pode ser feita tal modelagem.

É importante observar que as medições apresentam os valores que representam a atual carga instalada. Todavia, quando se busca projetar filtros harmônicos para uma instalação qualquer, deve-se prever a inserção futura de novos equipamentos. Dessa forma, supondo que a THD_i do sistema seja mantida em decorrência do aumento da carga (carga com as mesmas características), todos os valores de amplitude de corrente devem ser corrigidos para a hipótese de plena carga, ou seja, para a eventual condição futura do aumento de cargas. Isto pode ser feito a partir dos fatores de correção K_A , K_B e K_C do transformador em estudo para as fases A, B e C, respectivamente, dados por:

$$K_A = \frac{I_n}{I_A} = 2,73 \quad (4.24)$$

$$K_B = \frac{I_n}{I_B} = 4,16 \quad (4.25)$$

$$K_C = \frac{I_n}{I_C} = 2,99 \quad (4.26)$$

Onde:

I_A - Valor eficaz da corrente da fase A obtido através das medições;

I_B - Valor eficaz da corrente da fase B obtido através das medições;

I_C - Valor eficaz da corrente da fase C obtido através das medições;

I_n - Corrente eficaz nominal do secundário do transformador.

Calculados os fatores de correção, todos os valores de corrente e suas componentes harmônicas devem ser corrigidos de acordo com o fator de cada fase.

Assim sendo, pode-se notar que:

$$I_{A_n} = \sqrt{(K_A \cdot I_{1A})^2 + (K_A \cdot I_{2A})^2 + (K_A \cdot I_{3A})^2 + \dots} = 228A \quad (4.27)$$

Sendo que,

I_{A_n} - Corrente eficaz nominal da fase A do secundário do transformador.

Feita a correção das amplitudes das componentes de corrente para as três fases, pode-se simular o funcionamento da instalação.

4º Etapa:

Até a terceira etapa, o esforço concentrado foi em obter um modelo para a simulação numérica da planta. Já a quarta etapa trata do processo de cálculo dos parâmetros C_{sh} (do banco de capacitores) e L_{sh1} (do reator monofásico).

A determinação do valor de capacitância, C_{sh} , do banco de capacitores do filtro *shunt* sintonizado está condicionada a correção do fator de deslocamento da instalação. Assim, necessita-se do ângulo de deslocamento entre a componente fundamental de tensão e a componente fundamental de corrente, θ_1 .

Dessa forma, tem-se:

$$\theta_1 = \phi_{v1} - \phi_{i1} = 11,43^\circ \quad (4.28)$$

ϕ_{v1} - Ângulo de fase da componente fundamental de tensão (medido);

ϕ_{i1} - Ângulo de fase da componente fundamental de corrente (medido);

A potência reativa de deslocamento, como se sabe, pode ser obtida através da equação (4.29):

$$Q_{desl} = V_{1ef} \cdot I_{1ef} \cdot \sin(\theta_1) = 9,25kVar \quad (4.29)$$

No entanto, a potência reativa, monofásica, fornecida pelo capacitor é dada por:

$$Q_{cap} = \frac{(V_{1ef})^2}{Z_{cap}} = (V_{1ef})^2 \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_R \cdot C_{sh} \quad (4.30)$$

Sendo que,

f_R - Frequência da rede de alimentação.

Para a total correção do fator de deslocamento ($FDesl = 1,0$), é necessário um valor da potência reativa, por fase, fornecido pelo(s) capacitor(es), Q_{cap} , numericamente igual à potência reativa de deslocamento, Q_{desl} .

Ou seja:

$$|Q_{cap}| = |Q_{desl}| = 9,25kVar \quad (4.31)$$

Substituindo (4.29) e (4.30) em (4.31) obtém-se o valor da capacitância, C_{sh} :

$$C_{sh} = \frac{I_{1ef} \cdot \sin(\theta_1)}{V_{1ef} \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_R} = 507,38\mu F \quad (4.32)$$

O valor de capacitância, C_{sh} , representa o **valor máximo** a ser utilizado no projeto. Todavia, como o transformador está operando abaixo de sua potência nominal, cabe ao projetista determinar o valor de capacitância para o fator de deslocamento desejado, obtendo assim menores valores de capacitância.

Ainda, ressalta-se que a norma vigente [14] estabelece um fator de deslocamento de 0,92, que implica a utilização de menores valores de capacitância.

Além disso, dificilmente é encontrado um valor de capacitância comercial

que apresente o mesmo valor de capacitância calculado em (4.32). Assim, o valor final, C_{sh} , adotado será determinado de acordo o número final de capacitores e da associação (série ou paralelo) destes.

Dessa forma, optou-se pelo número de capacitores conforme indicado na tabela 4.1:

Tabela 4.1: Capacitores Encontrados Comercialmente para o Filtro Shunt.

<i>Capacitores adotados</i>	<i>Valor</i>
Número de capacitores em paralelo	6
Capacitância individual	$57,6 \mu F$
Capacitância total	$345,6 \mu F$

Definida a capacitância por fase C_{sh} , o próximo passo consiste em encontrar o valor da indutância, L_{sh3} , do reator trifásico que sintoniza o filtro *shunt* para a frequência de ressonância estipulada.

De acordo com (4.16), a indutância, L_{sh3} , pode ser calculada como:

$$L_{sh3} = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot f_o)^2 \cdot C_{sh}} = 2,26mH \quad (4.33)$$

Onde:

$$f_o = n \cdot f_R = 180Hz;$$

n - Ordem da harmônica a ser filtrada (no presente trabalho $n = 3$).

Considera-se esse ponto como sendo o ponto mais importante do projeto de um bom filtro *shunt* sintonizado [13], pois existe uma série de fatores que podem levar os filtros sintonizados à perda de sintonia, o que representa uma fragilidade dos referidos filtros. Dentre os fatores, podem-se citar:

- Desvio da frequência nominal do sistema, devido a mudanças que ocorrem no sistema supridor em consequência da variação aleatória de carga;

- Desvio relativo dos valores de capacitância provocados durante o processo de fabricação dos capacitores, situados, de acordo com o fabricante, em torno de 5% do valor nominal;
- Desvio relativo dos valores de indutância frente aos processos de fabricação dos reatores;
- Variação dos valores de capacitância nominais em virtude do aquecimento ou envelhecimento dos capacitores;
- Variação dos valores de indutância nominais em virtude do aquecimento ou envelhecimento dos indutores.

Nessa linha de raciocínio, o projetista deve estar atento aos fenômenos e realizar o projeto dos filtros levando em consideração os efeitos provocados na eventual possibilidade de ocorrência de todos ao mesmo tempo.

Sendo assim, a frequência de sintonia do filtro *shunt* será estabelecida levando em consideração um desvio, $-\Delta$ (valor negativo). Isto representa fisicamente que a frequência de sintonia do filtro *shunt* ocorre em uma frequência ligeiramente inferior à frequência de $n \cdot f_R$ (180 Hz). O desvio deve ser estipulado sem que ocorra, no entanto, grande perda de qualidade de filtragem para a frequência de ressonância.

Em virtude do exposto, faz-se necessário que o indutor, L_{sh3} , seja alterado. Levando em consideração um desvio, $\Delta = -0,01$, o valor do indutor pode ser calculado de acordo com a expressão (4.34):

$$L_{sh3} = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot (f_o - \Delta))^2 \cdot C_{sh}} = 2,31mH \quad (4.34)$$

Até esse ponto, a indutância calculada diz respeito ao reator trifásico. No próximo passo busca-se o valor da indutância, L_{sh1} , para o filtro 3C1L (reator monofásico).

Para esta nova situação, o valor da impedância, definido por L_{sh1} , é calculado de acordo com:

$$L_{sh1} = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot (f_o - \Delta))^2 \cdot 3 \cdot C_{sh}} = \frac{L_{sh3}}{3} = 0,769mH \quad (4.35)$$

A resistência do filtro *shunt*, R_{sh1} , depende da seção do condutor e pode ser calculada através do fator de qualidade do filtro.

$$R_{sh1} = \frac{X_{Lsh1}}{Q_{sh1}} = 3,01m\Omega \quad (4.36)$$

Onde:

$$Q_{sh1} = 285 \text{ (dado pelo fabricante)}$$

$$X_{Lsh1} = 2 \cdot \pi \cdot f_o \cdot L_{sh1}$$

5º Etapa:

Após definidos todos os parâmetros do filtro, o próximo passo trata de verificar em que frequência ocorre a ressonância paralela entre o filtro e o transformador.

Para a inserção do banco de capacitores, sem o indutor L_{sh3} , a impedância de Thévenin vista pelas cargas representa a impedância do transformador em paralelo com o banco de capacitores.

$$Z_{thC}(\omega) = \left(\frac{Z_{trafo}(\omega) \cdot Z_{Csh3}(\omega)}{Z_{trafo}(\omega) + Z_{Csh3}(\omega)} \right) \quad (4.37)$$

A frequência de ressonância paralela pode ser encontrada a partir da equação (4.38) mostrada abaixo:

$$f_{RpC} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_{trafo} \cdot C_{sh3}}} = 918,31[Hz] \quad (4.38)$$

Utilizando o filtro 3C1L, a impedância de Thévenin torna-se diferente da expressão (4.38), como pode ser visto em (4.39).

$$Z_{thFsh1}(\omega) = \frac{1}{Z_{trafo}(\omega) \cdot Z_{C_{sh3}}(\omega)} \left\{ \left(Z_{trafo}(\omega) + Z_{C_{sh3}}(\omega) \right) + \dots \right. \\ \left. + \left(Z_{trafo}(\omega) + Z_{L_{sh3}}(\omega) \right) + 2 \cdot Z_{C_{sh3}}(\omega) \cdot Z_{L_{sh3}}(\omega) - \left(Z_{C_{sh3}}(\omega) + 3 \cdot Z_{L_{sh3}}(\omega) \right) \cdot \dots \right. \\ \left. \left(Z_{trafo}(\omega) + Z_{C_{sh3}}(\omega) \right) \cdot \left(Z_{L_{sh3}}(\omega) + Z_{C_{sh3}}(\omega) \right) + 2 \cdot Z_{C_{sh3}}(\omega) \cdot Z_{L_{sh3}}(\omega) \right\} \\ \cdot \frac{1}{\left(Z_{trafo}(\omega) + Z_{C_{sh3}}(\omega) + 3 \cdot Z_{L_{sh3}}(\omega) \right)} \quad (4.39)$$

Apesar de complexa, a expressão pode ser facilmente resolvida com ajuda de *softwares* matemáticos, como o caso do Mathcad, por exemplo.

A solução numérica possibilitou a determinação da frequência de ressonância $f_{Rp1} = 914,55[Hz]$ ou seja, bem próxima à frequência de ressonância da utilização do filtro monofásico. Dessa forma, pode-se utilizar com boa aproximação a mesma expressão (4.38) para o cálculo da frequência de ressonância paralela do filtro 3C1L.

6º Etapa:

Após definidos todos os parâmetros do filtro, o próximo passo trata de realizar diversas simulações numéricas que permitirão obter análises de desempenho dos filtros antes de sua implementação prática. Nesta etapa, é possível verificar se os elementos especificados foram corretamente calculados. Isso dá ao projetista maior segurança quanto aos valores especificados. Além disso, permite que o projetista mude alguns parâmetros do filtro, caso julgue necessário, o que significa voltar à quarta etapa.

Apesar da simulação ser apresentada na quinta etapa, sua aplicação não se limita somente a esta fase do projeto; sua utilização é necessária desde a obtenção do modelo até a etapa final de testes de suportabilidade.

Devido à importância da etapa de simulação e procurando manter a ordem cronológica das atividades desenvolvidas durante o projeto de filtros sintonizados serão relatados dois capítulos que dedicam atenções exclusivas às simulações numéricas de inserção dos filtros (capítulo-05 e capítulo-06).

7º Etapa:

Nesta etapa verifica-se a suportabilidade dos capacitores do filtro *shunt*.

Trata-se de uma etapa de extrema importância, uma vez que os capacitores representam os componentes mais sensíveis dos filtros sintonizados [10].

A prática recomendada IEEE-18-1992, *IEEE - Standard For Shunt Power Capacitor*, estabelece 5 limites diferentes e independentes, os quais os capacitores devem atender. Portanto, para que não ocorram danos e perda de vida útil dos capacitores, são estabelecidos os seguintes critérios [22]:

Critério de corrente eficaz no capacitor:

$$\frac{I_{C(RMS)}}{I_{C(n)}} \leq 1,8 \quad (4.40)$$

Onde:

$$I_{C(RMS)} = \sqrt{(I_{C1})^2 + \sum_{n=2}^{n=\infty} (I_{Cn})^2}$$

$I_{C(RMS)}$ - Valor da corrente total, em RMS, que circula pelo capacitor.

I_{C1} - Valor da corrente fundamental, em RMS, que circula pelo capacitor.

I_{Cn} - Valor da corrente harmônica de ordem n , em RMS, que circula pelo capacitor.

$I_{C(n)}$ - Valor da corrente, em RMS, nominal do capacitor.

Critério de corrente de pico no capacitor:

$$\frac{I_{C(Pico)}}{\sqrt{2} \cdot I_{C(n)}} \leq 1,3 \quad (4.41)$$

Onde:

$$I_{C(Pico)} = \sqrt{2} \cdot \left(I_{C1} + \sum_{n=2}^{n=\infty} I_{Cn} \right)$$

$I_{C(Pico)}$ - Valor da corrente total de pico que circula pelo capacitor.

I_{C1} - Valor da corrente fundamental, em RMS, que circula pelo capacitor.

I_{Cn} - Valor da corrente harmônica de ordem n , em RMS, que circula pelo capacitor.

$I_{C(n)}$ - Valor da corrente, em RMS, nominal do capacitor.

Critério de tensão eficaz no capacitor:

$$\frac{V_{C(RMS)}}{V_{C(n)}} \leq 1,1 \quad (4.42)$$

Onde:

$$V_{C(RMS)} = \sqrt{(V_{C1})^2 + \sum_{n=2}^{n=\infty} (V_{Cn})^2}$$

$V_{C(RMS)}$ - Valor da tensão total, em RMS, sobre o capacitor.

V_{C1} - Valor da tensão fundamental, em RMS, sobre o capacitor.

V_{Cn} - Valor da tensão harmônica de ordem n , em RMS, sobre o capacitor.

$V_{C(n)}$ - Valor da tensão, em RMS, nominal do capacitor.

Critério de tensão de pico no capacitor:

$$\frac{V_{C(Pico)}}{\sqrt{2} \cdot V_{C(n)}} \leq 1,2 \quad (4.43)$$

Onde:

$$V_{C(Pico)} = \sqrt{2} \cdot \left(V_{C1} + \sum_{n=2}^{n=\infty} V_{Cn} \right)$$

$V_{C(Pico)}$ - Valor da tensão total de pico sobre o capacitor.

V_{C1} - Valor da tensão fundamental, em RMS, sobre o capacitor.

V_{Cn} - Valor da tensão harmônica de ordem n , em RMS, sobre o capacitor.

$V_{C(n)}$ - Valor da tensão, em RMS, nominal do capacitor.

Critério de potência reativa do capacitor:

$$\frac{S_C}{Q_{C(n)}} \leq 1,35 \quad (4.44)$$

Onde:

$$S_C = V_{C(RMS)} \cdot I_{C(RMS)}$$

S_C - Valor da potência aparente total fornecida pelo capacitor.

$Q_{C(n)}$ - Valor da potência reativa nominal do capacitor.

Caso algum dos testes de suportabilidade não seja atendido, os capacitores e

consequentemente os demais componentes devem ser redimensionados a partir da etapa 4.

4.7. PROJETO DO FILTRO DE BLOQUEIO

O projeto do filtro de bloqueio passa antes pela determinação dos parâmetros do filtro *shunt*.

Como o intuito desse trabalho é a filtragem da terceira harmônica (harmônica *triplen*) a escolha do filtro de bloqueio foi o filtro de bloqueio paralelo de neutro, que propicia redução de peso e volume frente aos filtros de bloqueio paralelo de fase.

A metodologia de projeto baseia-se na resolução de uma série de equações [9] mostradas passo a passo através das equações (4.45) a (4.49).

Primeiramente define-se a frequência de ressonância do filtro de bloqueio

$$\omega_{obloq} = \sigma \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_{obloq} \quad (4.45)$$

Sendo que σ representa um desvio da frequência de ressonância da ordem de 1,01 a 1,03.

Posteriormente encontra-se o valor da indutância de bloqueio dado por:

$$L_{bloq} = \sqrt{\frac{\left(-0,554 \cdot R_{bloq}^2 + 5,26 \cdot 10^{-3} \cdot k^2 \cdot R_{sh}^2 \right)}{\omega_{obloq}^2} + \dots} + \frac{0,55 \cdot \sqrt{\left(R_{bloq}^2 \cdot \omega_{obloq}^2 - 9,5 \cdot 10^{-3} \cdot k^2 \cdot R_{sh}^2 \cdot \omega_{obloq}^2 \right)^2 + \left(3,25 \cdot \omega_{obloq}^4 \cdot k^2 \cdot R_{sh}^2 \cdot R_{bloq}^2 \right)}}{\omega_{obloq}^4} \quad (4.46)$$

Onde:

k - Fator de bloqueio,

R_{sh} - Resistência do indutor do filtro *shunt*;

R_{bloq} - Resistência do indutor do filtro de bloqueio.

O fator de bloqueio representa a qualidade de bloqueio; quanto maior, mais eficaz torna-se o filtro de bloqueio. Valores entre 5 a 50 podem ser adotados.

Já a resistência do filtro de bloqueio, R_{bloq} , depende da seção do condutor e da resistência de conexão. Adotam-se valores entre $2m\Omega$ a $5m\Omega$. Recomenda-se adotar $2m\Omega$ quando se tem uma corrente nominal do indutor de bloqueio elevada e $5m\Omega$ caso contrário [9].

Com isso, a expressão (4.46) resulta em:

$$L_{bloq} = 40,77\mu H \quad (4.47)$$

Após encontrado o valor de L_{bloq} , deve-se verificar se este atenda ao critério de 5% de queda de tensão sobre o indutor:

$$L_{bloq} \leq \frac{V_o}{7540 \cdot I_o} = 127,97\mu H$$

Sendo que:

$V_o = 220V$ - Tensão nominal de fase do secundário do transformador;

$I_o = 228A$ - Corrente nominal de fase do secundário do transformador.

Por fim, determina-se o valor da capacitância do filtro de bloqueio, de acordo com a expressão:

$$C_{bloq} = \frac{1}{\omega_{obloq}^2 \cdot L_{bloq}} = 18,25mF \quad (4.48)$$

Na prática, esses valores são tomados como referência e o projeto inicia-se pelos capacitores. Como citado anteriormente no projeto do filtro *shunt*, dificilmente encontra-se o valor comercial idêntico a dado por (4.48). Sendo assim, depois de definido o valor da capacitância de bloqueio, C_{bloq} , procura-se um arranjo de capacitores que apresente um valor mais próximo do valor encontrado em (4.48).

Tabela 4.2: Capacitores Encontrados Comercialmente para Filtro de Bloqueio.

Capacitores adotados	Valor
Número de capacitores em paralelo	40
Capacitância individual	$259\mu F$
Capacitância total	$10,36mF$

Logo após definido o valor de C_{bloq} , recalcula-se L_{bloq} considerando um

pequeno desvio de frequência, $\sigma_{bloq} = 1,01$.

$$L_{bloq} = \frac{1}{\omega_{obloq}^2 \cdot C_{bloq}} = 71,82 \mu H \quad (4.49)$$

Após encontrado o valor de L_{bloq} , deve-se verificar se este atenda ao critério de 5% de queda de tensão sobre o indutor:

$$L_{bloq} \leq \frac{V_o}{7540 \cdot I_o} = 127,97 \mu H$$

Sendo que:

$V_o = 220V$ - Tensão nominal de fase do secundário do transformador;

$I_o = 228A$ - Corrente nominal de fase do secundário do transformador.

A resistência do filtro de bloqueio, R_{bloq} , depende da área do condutor e pode ser calculada através do fator de qualidade do filtro, $Q_{bloq} = 40,59$ (dado pelo fabricante).

$$R_{bloq} = \frac{X_{Lbloq}}{Q_{bloq}} = 2m\Omega \quad (4.50)$$

De posse de todos os parâmetros calculados, o próximo passo consiste na simulação do sistema com a inserção do filtro *shunt* e filtro de bloqueio.

4.8. PROJETO FÍSICO DO REATOR MONOFÁSICO E TRIFÁSICO

O dimensionamento do indutor monofásico assim como do trifásico é baseado no requerimento da capacidade Volt-Ampère (VA) do núcleo [16]. Para o caso dos indutores, esta capacidade (VA) é a própria potência aparente do indutor.

Para o indutor monofásico tem-se:

$$S_{L1\phi} = V_{Lsh1} \cdot I_{Lsh1} = \omega \cdot L_{sh1} \cdot I_{Lsh1}^2 \quad (4.51)$$

Já para o indutor trifásico tem-se:

$$S_{L3\phi} = 3 \cdot V_{Lsh3} \cdot I_{Lsh3} = 3 \cdot \omega \cdot L_{sh3} \cdot I_{Lsh3}^2 \quad (4.52)$$

Como mostrado anteriormente, sabe que $L_{sh3} = 3 \cdot L_{sh1}$, fazendo com que

$$I_{sh1} = 3 \cdot I_{sh3}.$$

Desta forma:

$$S_{L1\phi} = \omega \cdot L_{sh1} \cdot I_{Lsh1}^2 = \omega \cdot \left(\frac{L_{sh3}}{3} \right) \cdot (3 \cdot I_{Lsh3})^2 = 3 \cdot \omega \cdot L_{sh3} \cdot I_{Lsh3}^2 \quad (4.53)$$

Logo:

$$S_{L1\phi} = S_{L3\phi} \quad (4.54)$$

Dessa forma, será realizado o projeto físico dos reatores como sendo iguais as potências para ambos os indutores. Todavia, cabe lembrar que para o dimensionamento do reator trifásico, há de se levar em conta que a corrente apresenta um carregamento por parte da fundamental. Isso quer dizer que o projeto real do indutor trifásico apresenta valores de corrente e potência maiores que apresentado aqui.

A capacidade (VA) do núcleo do indutor está relacionada ao produto das áreas, A_p , que por sua vez depende dos seguintes fatores:

- Indutância desejada;
- Tensão sobre o indutor;
- Frequência de operação;
- Densidade de corrente;
- Elevação de temperatura.

Para obter uma comparação entre os reatores, serão adotadas a mesma elevação de temperatura e densidade de corrente.

As especificações de projeto dos reatores são apresentadas a seguir:

Tabela 4.3: Grandezas Adotadas para o Projeto Físico dos Reatores.

Especificações	Indutor Monofásico	Indutor Trifásico
Corrente sobre indutor	$I_{Lsh1} = 180A$	$I_{Lsh3} = 60A$
Tensão aplicada	$V_{Lsh1} = 157V$	$V_{Lsh3} = 157V$
Frequência de operação	$f_0 = 180Hz$	$f_0 = 180Hz$
Densidade de corrente	$J = 200A / cm^2$	$J = 200A / cm^2$
Rendimento	$\eta = 98\%$	$\eta = 98\%$
Material magnético	Aço Silício	Aço Silício
Permeabilidade magnética	$\mu_m = 1500$	$\mu_m = 1500$
Densidade de fluxo	$B_{ac} = 1,02T$	$B_{ac} = 1,02T$
Fator de utilização da janela	$K_u = 0,3$	$K_u = 0,3$
Fator de forma de onda	$K_f = 4,44$	$K_f = 4,44$
Elevação de temperatura	$T_r = 105^\circ C$	$T_r = 105^\circ C$

A definição do núcleo do reator requer o cálculo do produto das áreas.

$$A_{p1} = \frac{V_{1\phi} \cdot I_{1\phi} (10^4)}{K_f \cdot K_u \cdot f_o \cdot B_{ac} \cdot J} = 6218,34 \text{ cm}^4 \quad (4.55)$$

$$A_{p3} = \frac{V_{3\phi} \cdot I_{3\phi} (10^4)}{K_f \cdot K_u \cdot f_o \cdot B_{ac} \cdot J} = 1881,23 \text{ cm}^4 \quad (4.56)$$

Sendo que existe uma diferença entre o produto das áreas de um indutor trifásico e de um indutor monofásico. Por definição o produto das áreas de um indutor monofásico é dado por:

$$A_{p1} = A_c \cdot A_j, [\text{cm}^4] \quad (4.57)$$

Onde,

A_c - Área da seção magnética do núcleo

A_j - Área da janela do núcleo



Para um indutor trifásico, como este apresenta basicamente núcleos com duas áreas de janela e três bobinas, duas bobinas ocuparão a mesma janela. Sendo assim, o produto das áreas do indutor trifásico é dado por:

$$A_{p3} = A_{c3} \cdot \frac{A_{j3}}{2}, [cm^4] \quad (4.58)$$

Onde,

A_c - Área da seção magnética do núcleo

A_j - Área da janela do núcleo

Calculado o produto das áreas, pode-se definir o núcleo que será empregado para fabricação do reator. Os parâmetros do núcleo escolhido são apresentados na Tabela 4.4.

Para o cálculo do número de espiras, emprega-se:

$$N_{L1} = \frac{V_{L1}(10^4)}{K_f \cdot f_o \cdot A_{c1}} = 31 \text{ espiras} \quad (4.59)$$

$$N_{L3} = \frac{V_{L3}(10^4)}{K_f \cdot f_o \cdot A_{c3}} = 50 \text{ espiras} \quad (4.60)$$

Tabela 4.4: Parâmetros dos Núcleos Encontrados Comercialmente.

<i>Parâmetros núcleo</i>	<i>Indutor Monofásico</i>	<i>Indutor Trifásico</i>
Tipo do núcleo	240 UI	2.400 EI
Seção magnética	$A_{c1} = 66,93cm^2$	$A_{c3} = 40,50cm^2$
Área da janela	$A_{j1} = 92,90cm^2$	$A_{j3} = 92,90cm^2$
Produto das áreas	$A_{p1} = 6217,7cm^4$	$A_{p3} = 1885,84cm^4$
Massa	$M_{n1} = 33,94kg$	$M_{n3} = 33,08kg$

O valor do entreferro pode ser calculado de acordo com:

$$l_{gsh1} = \left(\frac{0,4\pi N_{L1}^2 \cdot A_{c1}(10^{-8})}{L_{sh1}} \right) - \left(\frac{MPL_1}{\mu_m} \right) = 0,9cm \quad (4.61)$$

$$l_{gsh3} = \left(\frac{0,4\pi N_{L3}^2 \cdot A_{c3}(10^{-8})}{L_{sh3}} \right) - \left(\frac{MPL_3}{\mu_m} \right) = 0,49cm \quad (4.62)$$

Com valor do entreferro calcula-se o *fring flux*, F :

$$F_1 = \left(1 + \frac{l_{gsh1}}{\sqrt{A_{c1}}} \cdot \ln \frac{2(G_1)}{l_{gsh1}} \right) = 1,04 \quad (4.63)$$

$$F_3 = \left(1 + \frac{l_{gsh3}}{\sqrt{A_{c3}}} \cdot \ln \frac{2(G_3)}{l_{gsh3}} \right) = 1,32 \quad (4.64)$$

Onde:

G - Comprimento da janela.

Considerando o “*fring flux*”¹, F , recalcula-se o número de espiras, N'_L :

$$N'_{L1} = \sqrt{\frac{l_{gsh1} \cdot L_{sh1}}{0,4\pi \cdot A_{c1} \cdot F_1 \cdot (10^{-8})}} = 26espiras \quad (4.65)$$

$$N'_{L3} = \sqrt{\frac{l_{gsh3} \cdot L_{sh3}}{0,4\pi \cdot A_{c3} \cdot F_3 \cdot (10^{-8})}} = 43espiras \quad (4.66)$$

Usando o novo número de espiras, N'_L , recalcula-se a densidade de fluxo:

$$B_{ac1} = \frac{V_{L1}(10^4)}{K_f \cdot f_o \cdot N'_{L1} \cdot A_{c1}} = 1,18Tesla \quad (4.67)$$

$$B_{ac3} = \frac{V_{L3}(10^4)}{K_f \cdot f_o \cdot N'_{L1} \cdot A_{c3}} = 1,17Tesla \quad (4.68)$$

Em seguida calcula-se a seção do condutor, A_{wL} :

$$A_{wL1} = \frac{I_{Lsh1}}{J} = 0,99cm^2 \quad (4.69)$$

$$A_{wL3} = \frac{I_{Lsh3}}{J} = 0,334cm^2 \quad (4.70)$$

¹ *Fring flux*: Fluxo de espraiamento que ocorre em torno do entreferro.

Tabela 4.5: Parâmetros dos Condutores dos Indutores.

Parâmetros condutores	Indutor Monofásico	Indutor Trifásico
Área Requerida	$A_{cu1} = 1,1cm^2$	$A_{cu1} = 0,34cm^2$
Massa de cobre	$M_{cu} = 9,11kg$	$M_{cu} = 15,08kg$

Por fim, verifica-se o fator de utilização da janela do núcleo, K_u :

$$K_{u1} = \frac{N'_{L1} \cdot A_{wL1}}{W_{a1}} = 0,31 \quad (4.71)$$

$$K_{u3} = \frac{N'_{L3} \cdot A_{wL3}}{\frac{W_{a3}}{2}} = 0,34 \quad (4.72)$$

A tabela 4.6 apresenta os valores das grandezas calculadas para o projeto físico de cada reator, juntamente com o volume e massa final de cada elemento.

Logo abaixo, na Tabela 4.7 têm-se os valores das grandezas os reatores que serão utilizados nesse trabalho, projetados pelo fabricante de transformadores e reatores WALTEC.

Tabela 4.6: Massa e volume dos indutores calculados.

Grandezas	Indutor Monofásico	Indutor Trifásico
Massa total	$M_{indutor1} = 47,06kg$	$M_{indutor3} = 51,98kg$
Volume total	$V_{indutor1} = 12,89L$	$V_{indutor1} = 34,41L$

Tabela 4.7: Massa e volume dos indutores projetados pela WALTEC.

Grandezas	Indutor Monofásico	Indutor Trifásico
Massa total	$M_{indutor1} = 52,00kg$	$M_{indutor3} = 58,00kg$
Volume total	$V_{indutor1} = 11,88L$	$V_{indutor1} = 39,00L$

Por fim, o volume final do filtro é apresentado na tabela 4.8. O volume do transformador, para título de comparação, é mostrado também na mesma tabela. Percebe-se que o filtro 3C1L representa 58,9% do volume total do filtro *shunt* com indutor trifásico. Isto mostra que, ao se utilizar o indutor monofásico ao invés do trifásico, pode-se obter uma redução de 41,0 % do volume final do filtro.

Tabela 4.8: Massa e volume dos filtros e do transformador.

<i>Grandezas</i>	<i>Filtro com Indutor Monofásico</i>	<i>Filtro com Indutor Trifásico</i>	<i>Transformador 150 kVA</i>
Massa total	$M_{Filtro1} = 68,5kg$	$M_{Filtro3} = 74,7kg$	$M_{Trafo} = 605,0kg$
Volume total	$V_{Filtro1} = 38,9L$	$V_{Filtro3} = 66,0L$	$V_{Trafo} = 1081,0L$

4.9. CONCLUSÕES SOBRE O CAPÍTULO

Foram apresentados procedimentos para determinação e projeto de filtros sintonizados destinados a sistemas residenciais e comerciais, tais como: filtro *shunt* LC série, filtro *shunt* 3C1L, além do filtro de bloqueio paralelo de neutro.

O dimensionamento físico dos reatores trifásico e monofásico foi bem próximo ao do dimensionamento feito pelo fabricante WALTEC. Isto revelou que ao se utilizar do filtro 3C1L com reator monofásico, este apresenta menor volume e redução da massa total do filtro ao invés do filtro *shunt* LC série trifásico com reator trifásico.

Dessa forma, acredita-se que a utilização do filtro 3C1L possa obter relativamente os mesmos desempenhos da estrutura consagrada atualmente, com um custo final inferior, ou seja, uma relação de “custo/benefício” melhor do que a empregada com o filtro *shunt* trifásico com reator trifásico.



CAPÍTULO 5

RESULTADOS DE SIMULAÇÃO COM A INCLUSÃO DO FILTRO DE 3^a HARMÔNICA EM TRANSFORMADOR ALIMENTANDO CONSUMIDORES DA CLASSE COMERCIAL

5.1. INTRODUÇÃO

O objetivo principal deste capítulo trata-se de obter uma pré-visualização dos resultados após a inclusão dos filtros passivos em um sistema da classe comercial. Para isso emprega-se ferramentas de simulação numéricas tais como PSIM e PSPICE. Chama-se pré-visualização, pois na prática os valores reais dos parâmetros do sistema podem apresentar algumas divergências dos resultados de simulação devido a fatores não contemplados no modelo, tais como: condições anormais de funcionamento, inclusão de novos equipamentos, capacitâncias parasitas, resistências de conexão dos barramentos, etc.

Durante as simulações, chama-se a atenção para o fenômeno da ressonância paralela que ocorre entre o transformador e o filtro. Nesta etapa, o projetista pode avaliar o desempenho do filtro, bem como o comportamento da impedância de entrada formada pelo filtro e o transformador.

Isto mostra a importância dessa fase de projeto, sendo por isso tratada especialmente em capítulos à parte ao decorrer desse material.

5.2. RECAPITULAÇÃO DOS FILTROS UTILIZADOS

De acordo com a metodologia de projeto utilizada no capítulo 04, os filtros *shunt* clássico, *shunt* 3C1L e o de bloqueio, utilizados para simulação numérica, apresentam os seguintes parâmetros:

Tabela .1: Parâmetros dos filtros *shunt* clássico, 3C1L e o filtro de bloqueio.

Filtro <i>shunt</i> clássico	Filtro <i>shunt</i> 3C1L	Filtro Bloqueio
$C_{sh} = 345,6\mu F$	$C_{sh} = 345,6\mu F$	$C_{bloq} = 10,36mF$
$L_{sh3} = 2,31mH$	$L_{sh1} = 0,77mH$	$L_{bloq} = 71,82\mu H$
$R_{sh3} = 9m\Omega$	$R_{sh3} = 3m\Omega$	$R_{bloq} = 2m\Omega$

Estes parâmetros dos filtros, calculados no capítulo 04, serão utilizados no decorrer das simulações deste capítulo.

5.3. SISTEMA TRIFÁSICO DA CLASSE COMERCIAL COM TOTAL EQUILÍBRIO ENTRE FASES

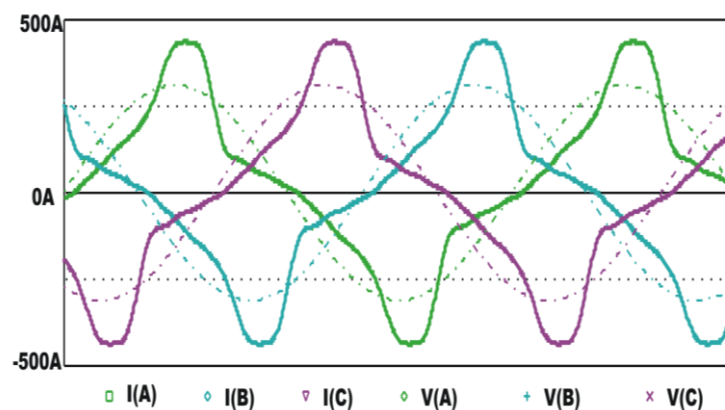


Figura 5. 1: Formas de Onda das Tensões e Correntes do Sistema da classe Comercial Equilibrado.

Um sistema trifásico com cargas totalmente equilibradas representa a instalação tal que todas as correntes, sejam fundamentais ou harmônicas, apresentam as mesmas amplitudes nas três fases.

Sabe-se que em uma instalação real, tal configuração é dificilmente

encontrada. Isso ocorre pois a maioria das cargas, em ambiente comercial, é do tipo monofásica, não sendo perfeitamente distribuídas entre as fases. Além disso, o regime de funcionamento entre equipamentos de uma mesma instalação é muito variável, promovendo o desbalanceamento entre fases. Todavia, a simulação deste sistema ideal permite a maximização possível, em termos de resultados, para os filtros passivos que serão empregados posteriormente.

Para o caso comercial, será realizada a simulação do TRAFO 01 (modelado no capítulo 02) operando com 100% da sua capacidade nominal. Assim sendo, para obter um sistema equilibrado, utilizou-se a fase A como referência. Neste caso, os parâmetros referentes à fase A (maior THD_i) foram repetidos nas demais fases, permitindo assim obter um sistema com circulação de correntes harmônicas igualmente distribuídas nas três fases.

Os resultados da simulação do sistema trifásico equilibrado juntamente com os resultados de inserção dos filtros *shunt* (com reator trifásico e monofásico) e de bloqueio é apresentada na figura 5.2.

Na figura 5.2 são apresentadas as amplitudes das harmônicas de corrente em valor absoluto, até a componente de 15^a ordem, da fase A do Trafo-01 (esquerda) e seus respectivos valores percentuais, normalizados em relação à componente fundamental (direita). Em cada um dos gráficos, cada medida (1,3,5...) é composta por quatro colunas: a primeira representa as amplitudes de corrente da planta sem filtragem; a segunda, as amplitudes de corrente da planta com inserção do filtro *shunt* clássico; a terceira, as amplitudes de corrente da planta com inserção do filtro *shunt* 3C1L e, por fim, a quarta representa as amplitudes de corrente da planta com inserção do filtro *shunt* 3C1L e filtro de bloqueio.

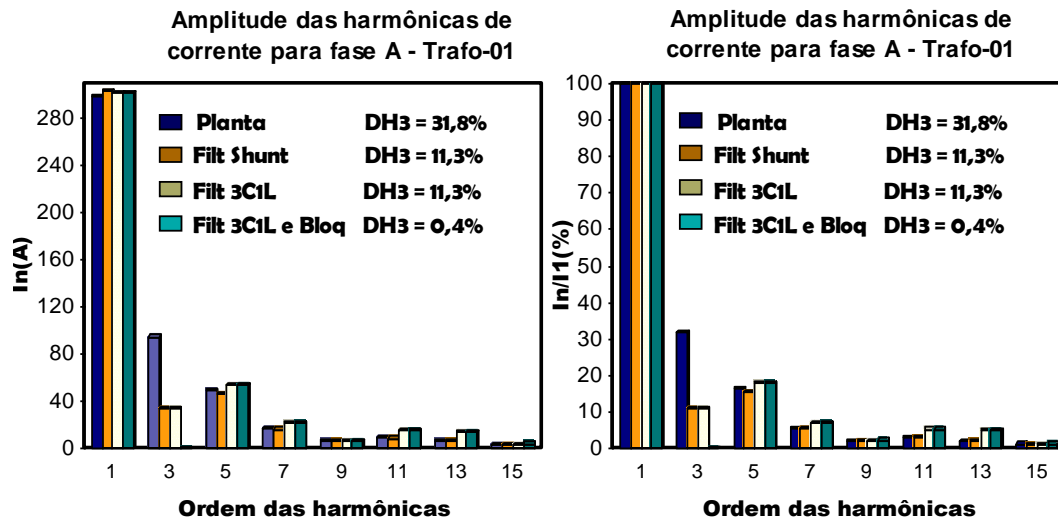


Figura 5.2: Amplitudes das Harmônicas de Corrente para um Sistema da Classe Comercial Equilibrado.

A fase B e a fase C apresentam as mesmas amplitudes de corrente da fase A, dispensando assim suas apresentações.

Observar que para um sistema fortemente equilibrado o desempenho do filtro *shunt* 3C1L apresenta o mesmo poder de filtragem do filtro *shunt* convencional.

5.4. SISTEMA TRIFÁSICO DA CLASSE COMERCIAL COM DESEQUILÍBRIO ENTRE FASES

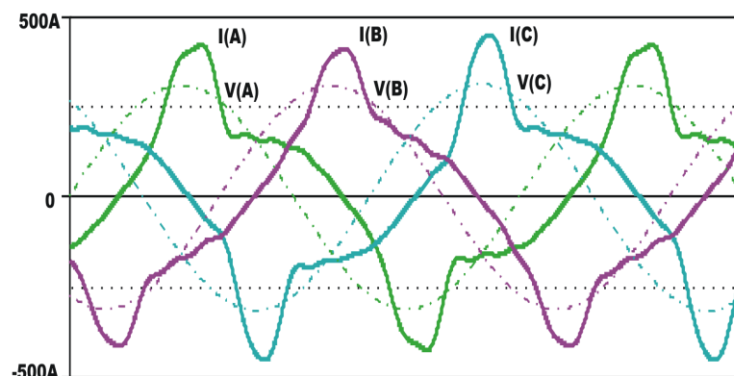


Figura 5.3: Formas de onda das tensões e correntes do sistema da classe comercial desequilibrado.

O modelo de um sistema trifásico desequilibrado aqui em estudo representa o

sistema comercial operando com 100% da capacidade nominal do transformador. Assim sendo, será realizada a simulação de inserção dos filtros utilizando a planta do Trafo 01, modelada no capítulo 02, com todas as harmônicas de corrente das fases A, B e C multiplicadas pelos fatores K_A , K_B e K_C (calculados de acordo com 4.24 à 4.26) respectivamente. Isto significa que o sistema opera com 100% da capacidade nominal do transformador, ou seja, representa o sistema com inserção de futuras cargas.

Os parâmetros dos filtros *shunt* clássico e *shunt* 3C1L são os mesmos adotados no item 5.3.

Os resultados obtidos podem ser vistos com auxílio da figura 5.4.

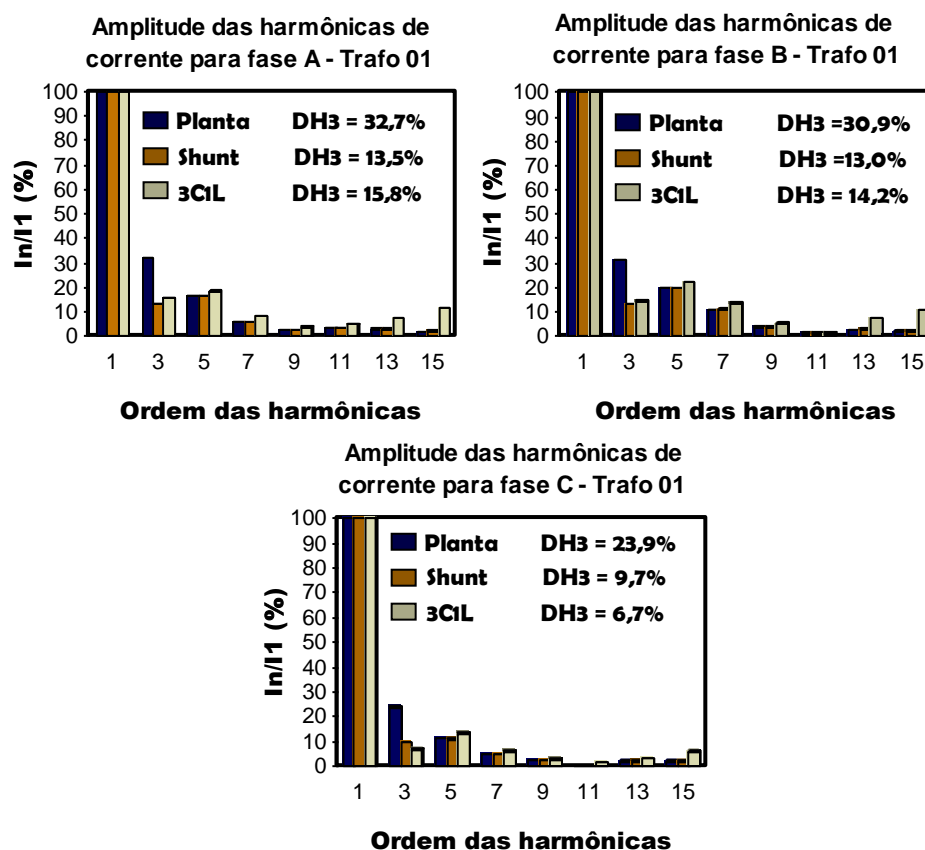


Figura 5.4: Amplitudes das harmônicas de corrente para um sistema da classe comercial desequilibrado.

Na figura 5.4 são apresentadas as amplitudes das harmônicas de corrente, até a componente de 15ª ordem, da fase A, fase B e fase C do Trafo-01, normalizados

em relação à componente fundamental. Em cada um dos gráficos, cada medida (1,3,5...) é composta por três colunas: a primeira representa as amplitudes de corrente da planta sem filtragem; a segunda, as amplitudes de corrente da planta com inserção do filtro *shunt* clássico; a terceira representa as amplitudes de corrente da planta com inserção do filtro *shunt* 3C1L.

Observar que o filtro *shunt* 3C1L apresenta uma qualidade de filtragem muito próxima a do filtro *shunt* clássico para pequenos desequilíbrios, sendo que para a fase C, fase com menor amplitude de corrente, a filtragem da 3ª harmônica foi até superior.

Em seguida, é realizada a inserção do filtro de bloqueio. Os resultados obtidos, através de simulação, podem ser vistos na figura 5.5.

Na figura 5.5 são apresentadas as amplitudes das harmônicas de corrente, até a componente de 15ª ordem, da fase A, fase B e fase C do Trafo-01, normalizados em relação à componente fundamental. Em cada um dos gráficos, cada medida (1,3,5...) é composta por três colunas: a primeira representa as amplitudes de corrente da planta sem filtragem; a segunda, as amplitudes de corrente da planta com inserção dos filtro *shunt* clássico e bloqueio; a terceira representa as amplitudes de corrente da planta com inserção dos filtros *shunt* 3C1L e bloqueio.

Verifica-se que a inclusão do filtro de bloqueio provocou uma melhora significativa no desempenho das filtrações. Todavia, a célula de filtragem que utiliza o filtro *shunt* clássico teve desempenho superior em todas as fases.

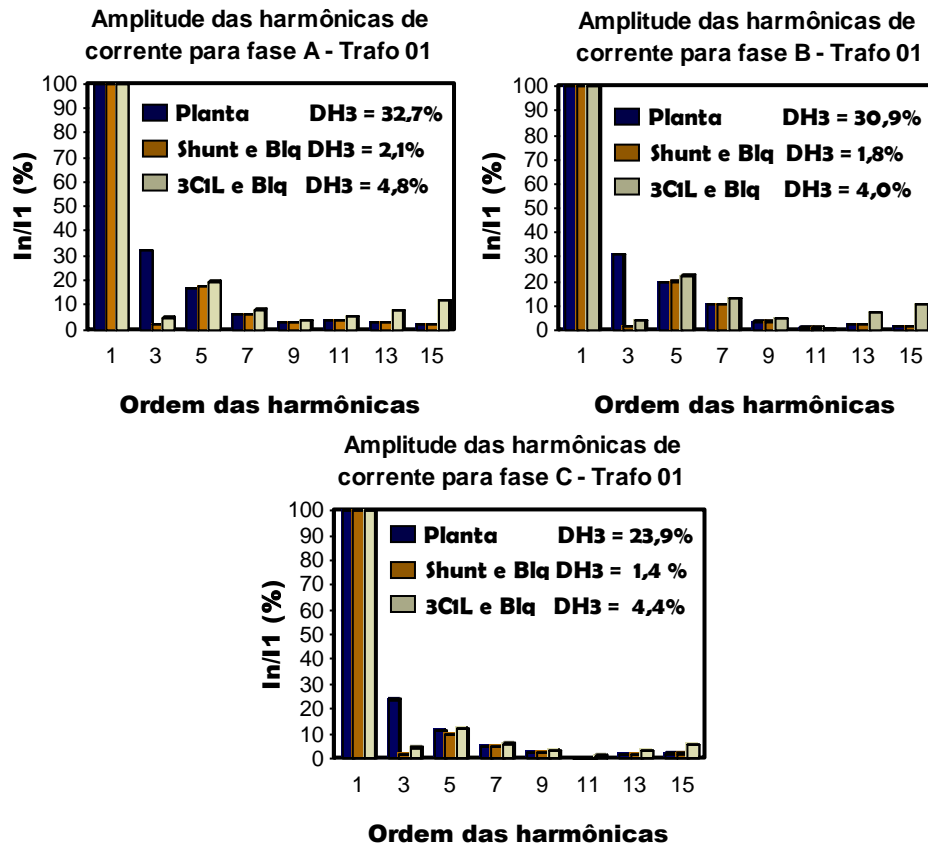


Figura 5.5: Amplitudes das Harmônicas de Corrente para um Sistema da Classe Comercial Desequilibrado.

As correntes do condutor de neutro para as situações: planta sem filtragem; planta com inserção dos filtros *shunt* 3C1L; e logo após, planta com inserção dos filtros *shunt* 3C1L e filtro de bloqueio são mostradas na figura 5.6.

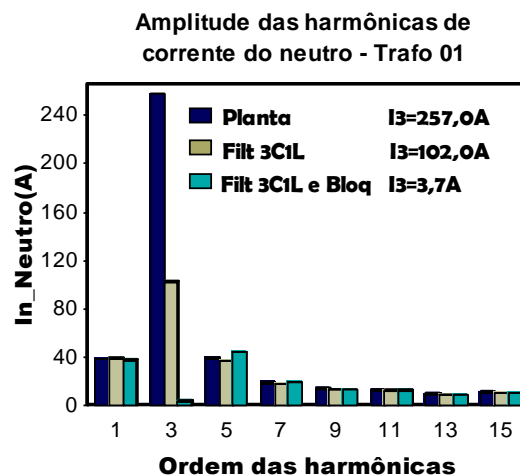


Figura 5.6: Amplitudes das Harmônicas de Corrente do Condutor Neutro do Trafo-01.

A figura 5.6 apresenta as amplitudes das harmônicas de corrente, até a componente de 15ª ordem, do condutor de Neutro do Trafo-01. Cada medida (1,3,5...) é composta por três colunas: a primeira representa as amplitudes de corrente do condutor neutro da planta sem filtragem; a segunda, as amplitudes de corrente do condutor de neutro da planta com inserção dos filtro *shunt* 3C1L; a terceira representa as amplitudes de corrente do condutor de neutro da planta com inserção dos filtros *shunt* 3C1L e bloqueio.

5.5. SISTEMA TRIFÁSICO DA CLASSE COMERCIAL COM ELEVADO DESEQUILÍBRIO ENTRE FASES

O modelo de um sistema trifásico com elevado desequilíbrio entre fases, aqui em estudo, representa o sistema comercial real operando com 29% da capacidade nominal do transformador, ou seja, as mesmas condições de potência da situação durante as medições. Dessa forma, será realizada a simulação de inserção dos filtros utilizando a planta do Trafo-01, modelada no capítulo 02.

Os parâmetros dos filtros *shunt* clássico e 3C1L são os mesmos adotados no item 5.4.

Os resultados obtidos podem ser vistos na figura 5.8.

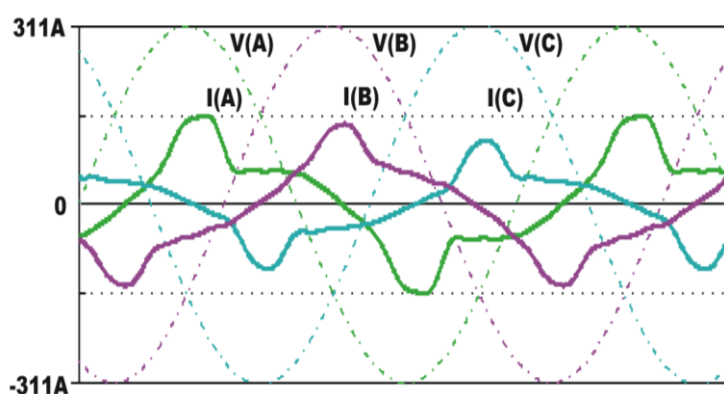


Figura 5. 7: Formas de Onda das Tensões e Correntes do Sistema Comercial com Elevado Desequilíbrio Entre Fases.

Observar que o filtro *shunt* 3C1L apresenta uma qualidade de filtragem muito

próxima a do filtro *shunt* clássico, mesmo para elevados desequilíbrios, sendo que para as fases B e C, fases com menores amplitudes de corrente, a filtragem da 3ª harmônica foi superior.

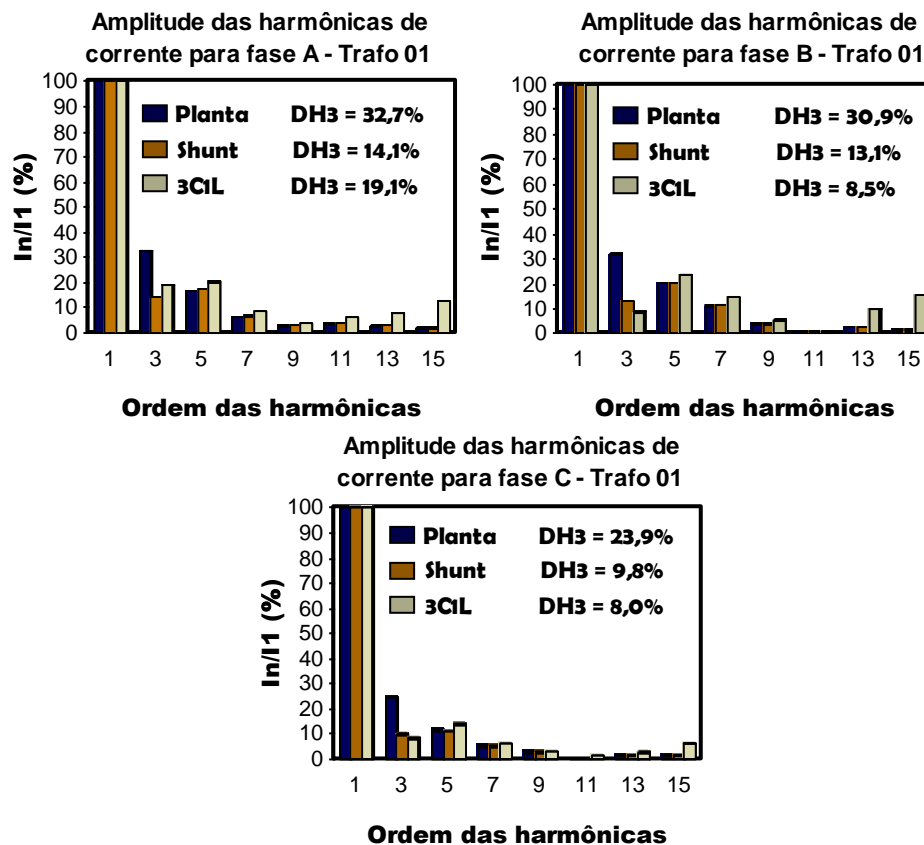


Figura 5. 8: Amplitudes das Harmônicas de Corrente para um Sistema da Classe Comercial com Elevado Desequilíbrio Entre Fases.

Na figura 5.8 são apresentadas as amplitudes das harmônicas de corrente, até a componente de 15ª ordem, da fase A, fase B e fase C do Trafo-01, normalizados em relação à componente fundamental. Em cada um dos gráficos, cada medida (1,3,5...) é composta por três colunas: a primeira representa as amplitudes de corrente da planta sem filtragem; a segunda, as amplitudes de corrente da planta com inserção do filtro *shunt* clássico; a terceira representa as amplitudes de corrente da planta com inserção do filtro *shunt* 3C1L.

Em seguida, é realizada a inserção do filtro de bloqueio. Os resultados

obtidos através de simulação podem ser vistos através da figura 5.9.

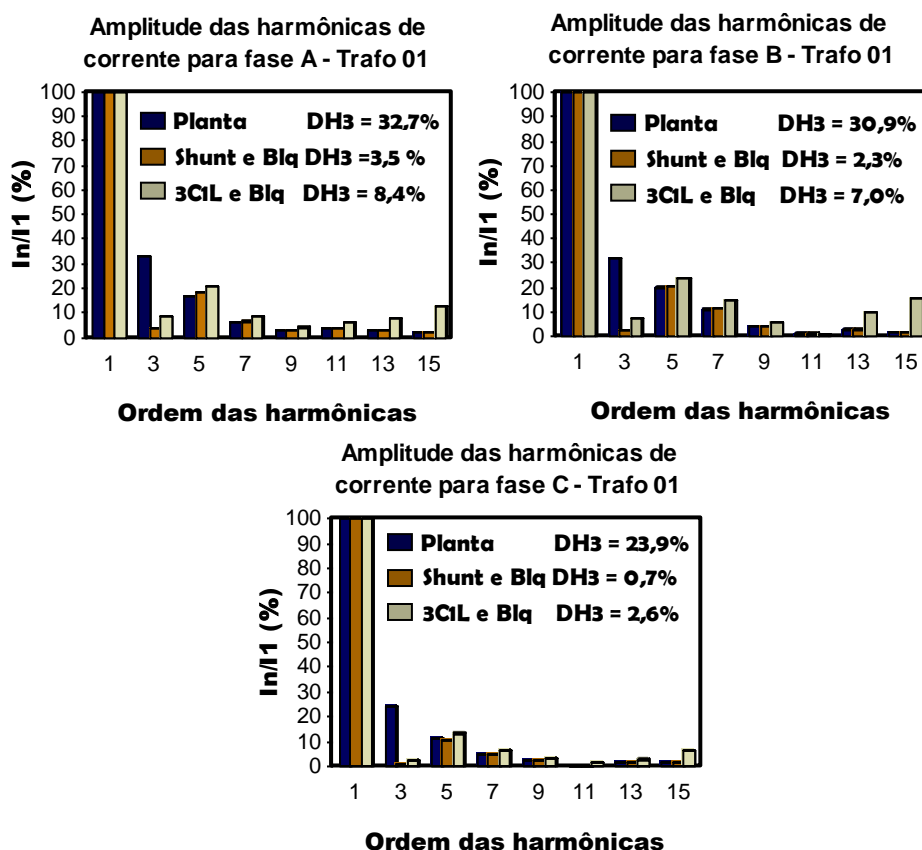


Figura 5. 9: Amplitudes das Harmônicas de Corrente para um Sistema da Classe Comercial com Elevado Desequilíbrio Entre Fases.

Na figura 5.9 são apresentadas as amplitudes das harmônicas de corrente, até a componente de 15ª ordem, da fase A, fase B e fase C do Trafo-01, normalizados em relação à componente fundamental. Em cada um dos gráficos, cada medida (1,3,5...) é composta por três colunas: a primeira representa as amplitudes de corrente da planta sem filtragem; a segunda, as amplitudes de corrente da planta com inserção dos filtro *shunt* clássico e bloqueio; a terceira representa as amplitudes de corrente da planta com inserção dos filtros *shunt* 3C1L e bloqueio.

Observa-se que a inclusão do filtro de bloqueio provocou uma melhora significativa no desempenho das filtragens, sendo que a célula de filtragem que utiliza o filtro *shunt* clássico teve desempenho superior em todas as fases. No entanto, utilizando o filtro 3C1L, verifica-se que a filtragem da 3ª harmônica foi

satisfatória.

As correntes do condutor de neutro para as situações: planta sem filtragem; planta com inserção dos filtros *shunt* 3C1L; e logo após, planta com inserção dos filtros *shunt* 3C1L e filtro de bloqueio, são mostradas através da figura 5.10.

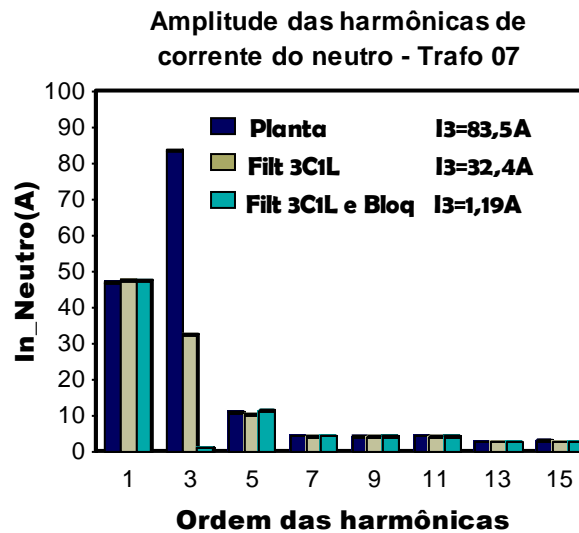


Figura 5. 10: Amplitudes das Harmônicas de Corrente do Condutor Neutro do Trafo-01.

A figura 5.10 apresenta as amplitudes das harmônicas de corrente, até a componente de 15ª ordem, do condutor de neutro do Trafo-01. Cada medida (1,3,5...) é composta por três colunas: a primeira representa as amplitudes de corrente do condutor neutro da planta sem filtragem; a segunda, as amplitudes de corrente do condutor de neutro da planta com inserção dos filtro *shunt* 3C1L; a terceira representa as amplitudes de corrente do condutor de neutro da planta com inserção dos filtros *shunt* 3C1L e bloqueio.

A corrente eficaz que circula pelo condutor de neutro é dada por:

$$I_{neutro(RMS)} = \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{I_n}{\sqrt{2}} \right)^2} \quad (5.1)$$

Dessa forma, as correntes eficazes do condutor de neutro para as três situações: planta sem filtro, planta com inserção do filtro *shunt* 3C1L e planta com inserção do filtro *shunt* 3C1L e bloqueio são $I_{neutro(RMS)} = 96,8A$, $I'_{neutro(RMS)} = 59,0A$ e $I''_{neutro(RMS)} = 49,6A$, respectivamente.

A partir das simulações de inserção do filtro *shunt* 3C1L, pode-se notar que as correntes harmônicas do sistema de frequência próximas da frequência de ressonância do transformador com o filtro *shunt* 3C1L ($f_{Rp1} = 915\text{Hz}$) sofrem grandes amplificações. Esse fato ocorre, pois, o modelo atual por fontes de corrente apresenta uma distorção da tensão excessivamente alta para frequências próximas a 915 Hz , devido às fontes de corrente injetarem correntes constantes, independente da impedância ou do caminho a percorrer.

Esta situação, no entanto, não é válida e não expressa o comportamento do sistema na realidade. Todavia, o modelo permanece válido para as finalidades propostas, que consiste em verificar o desempenho dos filtros no tocante à filtragem das componentes harmônicas. Além disso, o procedimento ressalta a importância de se projetar filtros para que estes não operem próximos à frequência de ressonância.

Dos parâmetros do sistema, tem-se:

$$I_{sc} = 6,62\text{kA}$$

A corrente, I_L , é definida como a componente fundamental da demanda máxima da carga atual no PCC. Pode ser calculado como a média das correntes de demanda máxima mensais durante os 12 meses prévios [7][10]. Durante as medições, obteve-se a máxima componente fundamental de corrente no PCC, $I_{1máx}$, em torno de 80 A. Todavia, pode haver situações durante o período de um ano em que a corrente máxima seja maior que o valor encontrado nas medições. Dessa forma, estima-se como sendo o máximo da componente fundamental o valor $I_L = 110\text{A}$.

Sendo assim, a relação I_{sc} / I_L permite determinar os valores da máxima distorção harmônica recomendada pela IEEE 519-1992.

$$\frac{I_{sc}}{I_L} = 60.2$$

Com base nos valores estabelecidos na tabela 5.2, verifica-se que o limite de distorção harmônica de corrente para harmônicas de frequência inferior à 11ª ordem é 10%. Com isso, verifica-se que o sistema da classe comercial após a inserção dos

filtros *shunt* 3C1L e bloqueio apresenta distorções de corrente de 3ª harmônica iguais a 8,4%, 7,0% e 2,6%, valores aceitáveis pela IEEE 519-1992.

Tabela 5- 2: Limites de Distorção Harmônica de Corrente para Sistemas de Baixa Tensão (120V a 69kV) Recomendados pela IEEE 519-1992.

Distorção Harmônica Máxima de Corrente						
h: Ordem das Harmônicas Ímpares						
I_{sc}/I_L	$h < 11$	$11 < h < 17$	$17 < h < 23$	$23 < h < 35$	$35 < h$	THD
$< 20^*$	4,0	2,0	1,5	0,6	0,3	5,0
20<50	7,0	3,5	2,5	1,0	0,5	8,0
50<100	10,0	4,5	4,0	1,5	0,7	12,0
100<1000	12,0	5,5	5,0	2,0	1,0	15,0
> 1000	15,0	7,0	6,0	2,5	1,4	20,0
As harmônicas pares são limitadas a 25% do limite da harmônica ímpar imediatamente superior						
Não é permitida componente contínua						
*Todos os equipamentos de geração de energia elétrica são limitados pelos valores desta linha, independente de sua capacidade de curto circuito						
I_{sc} : Corrente de curto circuito máxima no PCC I_L : Corrente máxima solicitada pela carga, na frequência fundamental, no PCC						

Todavia, percebe-se que a DH_5 , distorção de quinta harmônica, apresenta valores acima de 10%. Isto faz com que a THD_i apresente valores acima do estipulado pela IEEE 519-1992, que é $THD_i = 12\%$.

Sobre o fator de deslocamento, a tabela 5-3 relata este parâmetro, antes e depois da inserção dos filtros *shunt* 3C1L e bloqueio.

Tabela 5-3: Fator de Deslocamento do Sistema Residencial sem Filtro e com a Inserção dos Filtros *shunt* 3C1L e bloqueio.

Planta	Fase A	Fase B	Fase C
Sem filtro	$\cos(\theta_A) = 0,89$ ind.	$\cos(\theta_B) = 0,90$ ind.	$\cos(\theta_C) = 0,94$ ind.
Com filtro <i>shunt</i> 3C1L e Bloqueio	$\cos(\theta_A) = 0,99$ ind.	$\cos(\theta_B) = 0,98$ cap.	$\cos(\theta_C) = 0,99$ cap.

5.6. PERDAS NO TRANSFORMADOR

Existem dois grupos fundamentais de perdas nos transformadores, sendo denominadas de perdas no ferro e perdas no cobre, as quais estão por sua vez associadas ao núcleo magnético e aos condutores, respectivamente.

Assim sendo, as perdas podem ser representadas conforme a equação (5.2):

$$P_{total} = P_{NL} + P_{LL} \quad (5.2)$$

P_{NL} - Perdas no núcleo magnético ou perdas no ferro;

P_{LL} - Perdas nos condutores ou perdas no cobre.

As perdas nos enrolamentos, ou perdas no cobre, possuem duas componentes principais. A principal parcela se refere às perdas por efeito Joule. Essas perdas são proporcionais ao quadrado da corrente drenada pela carga.

$$P_{Rdc} = R \cdot I^2 \quad (5.3)$$

Onde:

R - Resistência cc dos enrolamentos primário e secundário do transformador;

I - Corrente eficaz drenada pela carga.

A outra parcela é consequência do fluxo de dispersão do transformador, que dá origem a circulação de correntes parasitas em seus condutores e em suas partes metálicas. Desta forma, a perda adicional, P_{TSL} , pode ainda ser subdividida em perdas por correntes parasitas nos enrolamentos, P_{EC} , e perda por correntes parasitas em outras partes metálicas, P_{SOL} , tal que:

$$P_{TSL} = P_{EC} + P_{SOL} \quad (5.4)$$

Portanto, a perda total em carga pode ser representada de acordo com:

$$P_{LL} = P_{Rdc} + P_{TSL} \quad (5.5)$$

Para transformadores alimentando cargas lineares, as perdas no cobre são consequência somente das correntes fundamentais. Todavia, na presença de correntes não lineares, as perdas no cobre podem ser calculadas de acordo com as equações (5.6) a (5.8):

$$P_{Rdc} = R \cdot \sqrt{\sum_{n=1}^{n=n_{max}} I_n^2} \quad (5.6)$$

$$P_{EC} = P_{EC-R} \cdot \sum_{n=1}^{n=n_{max}} \left(\frac{I_n}{I_R} \right)^2 \cdot n^2 \quad (5.7)$$

$$P_{SOL} = P_{SOL-R} \cdot \sum_{n=1}^{n=n_{\max}} \left(\frac{I_n}{I_R} \right)^2 \cdot n^{0,8} \quad (5.8)$$

Em que:

I_R - Corrente nominal com o transformador alimentando carga linear;

P_{EC-R} - Perda por correntes parasitas nos enrolamentos devido à corrente fundamental nominal;

P_{SOL-R} - Perda por correntes parasitas em outras partes metálicas devido à corrente fundamental nominal.

As equações (5.6) a (5.8) referem-se às correntes com carregamento nominal. Todavia, podem-se definir equações para descrever as perdas para qualquer carregamento. Desta forma, as equações (5.6) a (5.8) podem ser reescritas, mais genericamente, da seguinte forma:

$$F_R = \frac{P_{R_{dc}}}{P_{R_{dc-O}}} = \frac{\sum_{n=1}^{n=n_{\max}} (I_n)^2}{I_1^2} \quad (5.9)$$

$$F_{HL} = \frac{P_{EC}}{P_{EC-O}} = \frac{\sum_{n=1}^{n=n_{\max}} \left(\frac{I_n}{I_1} \right)^2 \cdot n^2}{\sum_{n=1}^{n=n_{\max}} \left(\frac{I_n}{I_1} \right)^2} \quad (5.10)$$

$$F_{HL-STR} = \frac{P_{SOL}}{P_{SOL-O}} = \frac{\sum_{n=1}^{n=n_{\max}} \left(\frac{I_n}{I_1} \right)^2 \cdot n^{0,8}}{\sum_{n=1}^{n=n_{\max}} \left(\frac{I_n}{I_1} \right)^2} \quad (5.11)$$

Onde:

I_1 - Corrente fundamental com o transformador alimentando carga não-linear;

P_{EC-O} - Perda por correntes parasitas nos enrolamentos devido à corrente fundamental;

P_{SOL-O} - Perda por correntes parasitas em outras partes metálicas devido à corrente fundamental.

Os fatores estão em função da distribuição das correntes harmônicas, sendo independentes da magnitude relativa da corrente total. Estes fatores representam a relação entre as perdas para uma corrente qualquer e para a corrente fundamental.

Neste caso específico, transformadores de 150kVA, as perdas adicionais nominais, P_{TSL} , são, aproximadamente, 10% das perdas totais nominais no cobre, P_{LL} . Além disso, para transformadores trifásicos imersos em óleo mineral, as perdas nominais por correntes parasitas nos enrolamentos representam 33% das perdas adicionais nominais, P_{TSL} [20]. Com isso, pode-se estimar o valor das perdas nos transformadores de distribuição através das informações fornecidas por fabricantes de transformadores e, também, através das normas aplicáveis.

A tabela 5-4 apresenta os valores das perdas estabelecidas pela ABNT, através da NBR 5440 – Transformadores para redes aéreas de distribuição [12]. As perdas mostradas neste trabalho estão focadas em transformadores de distribuição com tensão máxima de operação de 15kV.

Tabela 5-4: Perdas Nominais no Transformador de Acordo com NBR 5440.

Transformador	Potência	Nº de fases	Perdas núcleo	Perdas totais
Trafo-01	150kVA	3	540W	2450W

Dessa forma, podem-se calcular as perdas no transformador para a situação de carregamento nominal, como mostra a tabela 5-5, condição 1.

Condição 1:

$$I_1 = I_{nom};$$

$$TDH_i = 0,0\%;$$

$$DH_3 = 0,0;$$

$$F_{desl} = 1,0.$$

Ainda, considerando um transformador operando com a distorção harmônica encontrada durante as medições, é possível estimar as perdas do transformador operando nesta situação, como mostra a tabela 5-5, na condição 2:

Condição 2:

$$I_1 = I_{nom};$$

$$TDH_i = 38,2\%;$$

$$DH_3 = 32,9\%;$$

$$F_{desl} = 0,9 \text{ ind.}$$

Tabela 5- 5: Perdas no transformador.

Fatores	Transformador (condição 1)	Transformador (condição 2)	Transformador (condição 3)
F_R	1,0	1,14	0,84
F_{HL}	1,0	3,0	2,68
F_{HL-STR}	1,0	1,23	1,13
Perdas (W)			
P_{NL}	540	540	540
P_{Rdc}	1719	1970,8	1456
P_{EC}	63,7	191	170,7
P_{SOL}	127,2	156,9	144,4
P_{LL}	1910	2318,7	1771,1
P_{Totais}	2450	2858,7	2311,1

Por fim, pode-se também calcular as perdas no cobre para o transformador com inserção dos filtros *shunt* 3C1L e bloqueio. A tabela 5-5, na condição 3, apresenta os valores das perdas para essa situação. Dessa forma, foi considerado uma $DH_3 = 5\%$ nas três fases do transformador e a correção do fator de deslocamento devido à inserção dos filtros.

Condição 3:

$$I_1 = 0,9 \cdot I_{nom} \text{ (Devido à correção do fator de deslocamento);}$$

$$TDH_i = 13,9\%;$$

$$DH_3 = 5,0\%;$$

$$F_{desl} = 0,98.$$

Com auxílio das tabelas 5-4 e 5-5, pode-se obter a relação entre as diversas perdas no transformador e as perdas nominais, em todas as situações (1, 2 e 3), como mostra a tabela 5-6.

Tabela 5- 6: Perdas no transformador.

Perdas em relação a nominal em (%)	Transformador (condição 1)	Transformador (condição 2)	Transformador (condição 3)
P_{NL}	100,0	100,0	100,0
P_{Rdc}	100,0	114,6	84,7
P_{EC}	100,0	300,0	268,1
P_{SOL}	100,0	123,3	113,5
P_{LL}	100,0	121,4	92,7
P_{Totais}	100,0	116,6	94,3

Sendo assim, a redução das perdas, em percentual, provocadas pela inserção dos filtros *shunt* 3C1L e bloqueio é mostrada na tabela 5-7.

Tabela 5- 7: Perdas no transformador.

Redução de perdas (%)	Transformador (condição 3)
P_{NL}	0,0
P_{Rdc}	26,1
P_{EC}	10,6
P_{SOL}	8,0
P_{LL}	23,6
P_{Totais}	19,15

As perdas apresentadas na tabela 5-5 foram calculadas a partir de parâmetros nominais, com o objetivo de mostrar a dimensão dessas grandezas. Entretanto, ressalta-se que os percentuais de perda P_{Rdc} , P_{EC} e P_{SOL} obtidos na tabela 5-6, independem do carregamento, sendo os mesmos para qualquer corrente que circule

pelo transformador.

5.7. PERDAS NOS FILTROS

As perdas no filtro concentram-se basicamente no indutor, sendo que um indutor em corrente alternada possui três componentes de perdas: perdas no cobre (P_{Rdc_filtro}), perdas no núcleo (P_{fe_filtro}) e perdas no entreferro (P_{g_filtro}).

Estas perdas podem ser calculadas de acordo com as expressões (5.12) a (5.14):

$$P_{Rdc_filtro} = R_{filtro} \cdot I_{filtro}^2, [W] \quad (5.12)$$

Onde:

R_{filtro} - Resistência cc do indutor;

I_{filtro} - Corrente que circula pelo indutor;

$$P_{g_filtro} = K_i \cdot E \cdot l_g \cdot f \cdot B_{ac}^2, [W] \quad (5.13)$$

Onde:

K_i - Coeficiente de perda no entreferro, para núcleos laminados $K_i = 0.155$;

E - Comprimento da lâmina do núcleo, onde todas as espiras de um enrolamento são envolvidas, $E = 6,096cm$;

l_g - Comprimento do entreferro;

f - frequência de operação do indutor;

B_{ac} - Densidade de fluxo;

$$P_{fe_filtro} = (W / K) \cdot W_{fe}, [W] \quad (5.14)$$

Onde:

W / K - Relação Watt por quilograma para o material do núcleo;

W_{fe} - Massa do núcleo.

A tabela 5-8 apresenta os valores das perdas calculadas para o filtro *shunt* 3C1L.

Tabela 5- 8: Perdas Nominais do Filtro shunt 3C1L.

Filtro	Perdas cobre	Perdas núcleo	Perdas entreferro	Perdas totais
shunt 3C1L	87,7W	83,4W	156,0W	327,1W

Com isso, considerando a hipótese do transformador operando com a potência nominal e com a $TDH_i = 38,2\%$, encontrada durante as medições, pode-se chegar a uma redução de 142W após a instalação do filtro 3C1L. No entanto, sabe-se que dificilmente um transformador terá um regime de funcionamento com 100% da carga nominal durante 24h do dia. Assim, considera-se que os ganhos em eficiência energética são muito pequenos, diferentemente dos ganhos em qualidade de energia, acarretados pela redução da THD .

5.8. CONCLUSÕES SOBRE O CAPÍTULO

A partir das simulações realizadas para um sistema comercial totalmente equilibrado, pôde-se observar que a inserção dos filtros *shunt* clássico e *shunt* 3C1L conduz, praticamente, ao mesmo desempenho. Além disso, confirma-se a teoria do ótimo desempenho de filtragem de uma célula de filtragem composta por filtro *shunt* clássico ou filtro *shunt* 3C1L, juntamente com o filtro de bloqueio na filtragem passiva da componente de 3ª harmônica. Nesta situação, a célula de filtragem composta por filtro *shunt* 3C1L e filtro de bloqueio filtrou quase toda a 3ª harmônica das fases do transformador.

Em seguida, estabelecido um desbalanceamento entre as correntes das fases, verificou-se que o filtro *shunt* 3C1L, em comparação com filtro *shunt* clássico, apresentou um bom desempenho na filtragem da 3ª harmônica, obtendo inclusive, em algumas fases, uma filtragem maior do que o filtro *shunt* clássico.

Entretanto, o desempenho do filtro *shunt* clássico juntamente com filtro de bloqueio é superior ao desempenho do filtro *shunt* 3C1L juntamente com filtro de bloqueio, sendo tão superior quanto maior o desequilíbrio entre fases. Porém, considera-se satisfatório o desempenho do filtro *shunt* 3C1L juntamente com filtro de bloqueio mesmo para elevados desequilíbrios entre fases. Além disso, este



problema pode ser corrigido com a realocação de cargas entre as fases do sistema.

Verificou-se que a inserção dos filtros *shunt* 3C1L e de bloqueio promoveu a redução da corrente de 3ª harmônica, no PCC, de 74,3% até 89,1% da DH_3 inicial das fases. Isto fez com que as correntes de 3ª harmônica apresentassem valores menores que o valor estipulado pela IEEE 519-1992.

Com relação a corrente do condutor de neutro, verificou-se que a inserção dos filtros *shunt* 3C1L e bloqueio provocou uma drástica redução da corrente de 3ª harmônica. Com isso, houve uma redução de 48,7% da corrente eficaz que circula pelo condutor, em relação ao seu valor inicial.

Além disso, o fator de deslocamento ficou próximo à unidade devido à inserção dos filtros, o que mostra os benefícios dessa técnica tanto na correção do fator de distorção, quanto na correção do fator de deslocamento.

Outro fato importante é que a inserção dos filtros *shunt* 3C1L e bloqueio promoveu uma redução considerável no que diz respeito às perdas de carga do transformador. Com o uso desse dispositivo de filtragem, pôde-se obter até 20% de redução de perdas totais no transformador. Porém, devem ser consideradas as perdas no filtro.

CAPÍTULO 6

RESULTADOS DE SIMULAÇÃO COM A INCLUSÃO DO FILTRO DE 3^a HARMÔNICA EM TRANSFORMADOR ALIMENTANDO CONSUMIDORES DA CLASSE RESIDENCIAL

6.1. INTRODUÇÃO

O objetivo principal deste capítulo é obter uma pré-visualização dos resultados após a inclusão dos filtros passivos em um sistema da classe residencial.

A sequência de simulações descrita neste capítulo segue a mesma sequência do capítulo 5, sendo feitas aqui para o sistema da classe residencial.

6.2. RECAPITULAÇÃO DOS FILTROS UTILIZADOS

De acordo com a metodologia de projeto utilizado no capítulo 04, os filtros *shunt* clássico, 3C1L e de Bloqueio, utilizados para simulação numérica, apresentam os seguintes parâmetros:

Tabela 6- 1: Parâmetros dos Filtros Shunt clássico, shunt 3C1L e Filtro de Bloqueio.

Filtro shunt clássico	Filtro shunt 3C1L	Filtro Bloqueio
$C_{sh} = 154,4\mu F$	$C_{sh} = 154,4\mu F$	$C_{bloq} = 5,18mF$
$L_{sh3} = 5,166mH$	$L_{sh1} = 1,722mH$	$L_{bloq} = 147,95\mu H$
$R_{sh3} = 15m\Omega$	$R_{sh3} = 5m\Omega$	$R_{bloq} = 2m\Omega$

Estes parâmetros dos filtros serão utilizados no decorrer das simulações deste capítulo.

6.3. SISTEMA TRIFÁSICO DA CLASSE RESIDENCIAL COM TOTAL EQUILÍBRIO ENTRE FASES

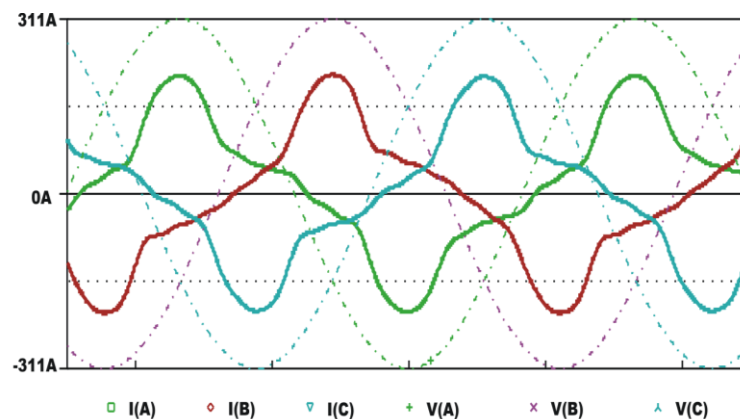


Figura 6. 1: Formas de Onda das Tensões e Correntes do Sistema Comercial Equilibrado.

Para o caso residencial será realizada a simulação do Trafo-07 (modelado no capítulo 03) operando com 100% da sua capacidade nominal. Assim sendo, para obter um sistema equilibrado, utilizou-se da fase B como referência. Neste caso, os parâmetros referentes à fase B (fase com maior THD_i) foram repetidos nas demais fases, permitindo assim, obter um sistema com circulação de correntes harmônicas igualmente distribuídas nas três fases.

Os resultados da simulação do sistema trifásico equilibrado juntamente com os resultados de inserção dos filtros shunt (com reator trifásico e monofásico) e de

bloqueio são apresentados na figura 6.2.

Na figura 6.2 são apresentadas as amplitudes das harmônicas de corrente, até a componente de 15ª ordem, da fase B do Trafo-07 (esquerda) e seus respectivos valores percentuais, normalizados em relação à componente fundamental (direita). Em cada um dos gráficos, cada medida (1,3,5...) é composta por quatro colunas: a primeira representa as amplitudes de corrente da planta sem filtragem; a segunda, as amplitudes de corrente da planta com inserção do filtro *shunt* clássico; a terceira, as amplitudes de corrente da planta com inserção do filtro *shunt* 3C1L e, por fim, a quarta representa as amplitudes de corrente da planta com inserção do filtros *shunt* 3C1L e de bloqueio. A fase A e a fase C apresentam as mesmas amplitudes de corrente da fase B, dispensando assim suas ilustrações.

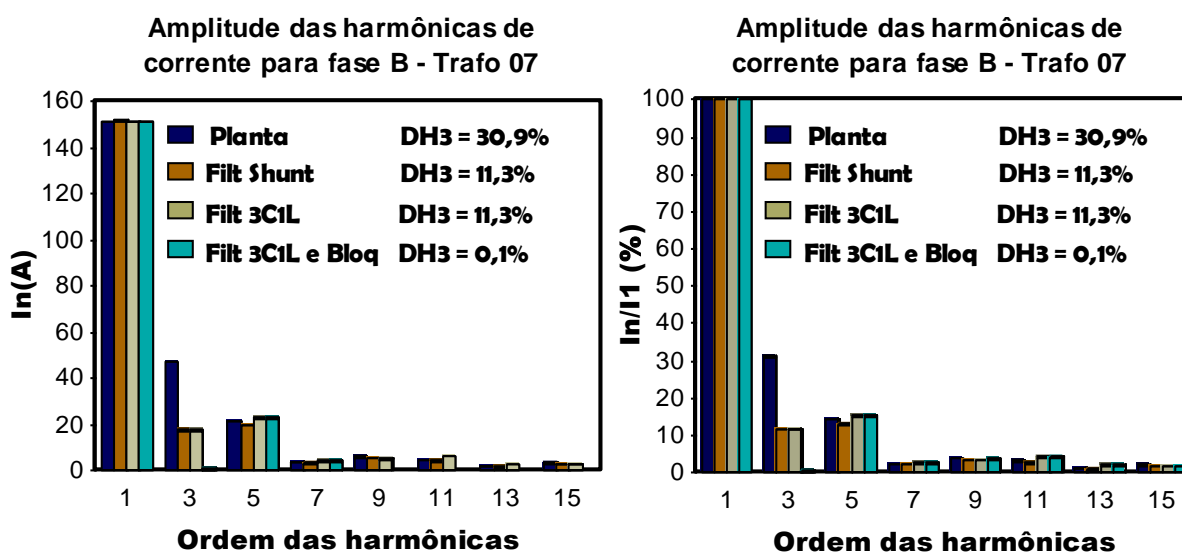


Figura 6. 2: Amplitudes das Harmônicas de Corrente para um Sistema da Classe Residencial Equilibrado.

6.4. SISTEMA TRIFÁSICO DA CLASSE RESIDENCIAL COM DESEQUILÍBRIO ENTRE FASES

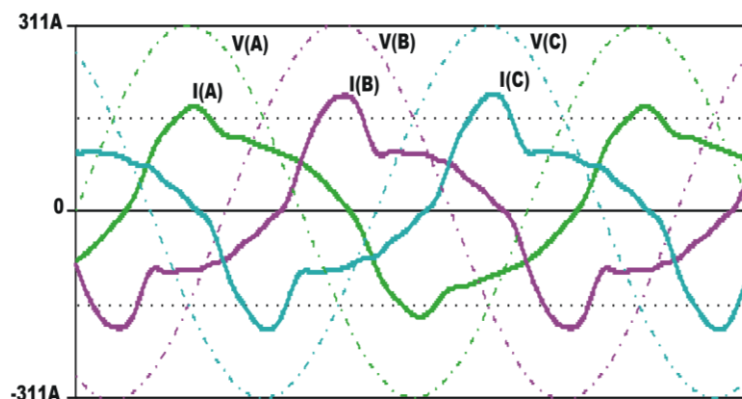


Figura 6. 3: Formas de Onda das Tensões e Correntes do Sistema da Classe residencial Desequilibrado.

O modelo de um sistema trifásico desequilibrado, aqui em estudo, representa o sistema residencial operando com 100% da capacidade nominal do transformador. Assim sendo, será realizada a simulação de inserção dos filtros utilizando a planta do Trafo 07, modelada no capítulo 03, com todas as harmônicas de corrente das fases A, B e C multiplicadas pelos fatores K_A , K_B e K_C (calculados de acordo com 4.24 a 4.26) respectivamente. Isto representa o sistema com inserção de futuras cargas. Os resultados obtidos podem ser vistos na figura 6.4.

Na figura 6.4 são apresentadas as amplitudes das harmônicas de corrente, até a componente de 15ª ordem, da fase A, fase B e fase C do Trafo-07, normalizadas em relação à componente fundamental. Em cada um dos gráficos, cada medida (1,3,5...) é composta por três colunas: a primeira representa as amplitudes de corrente da planta sem filtragem; a segunda, as amplitudes de corrente da planta com inserção do filtro *shunt* clássico; a terceira representa as amplitudes de corrente da planta com inserção do filtro *shunt* 3C1L.

Observar que o filtro *shunt* 3C1L apresenta uma qualidade de filtragem muito próxima a do filtro *shunt* clássico para pequenos desequilíbrios, sendo que para a fase A, fase com menor amplitude de corrente, a filtragem da 3ª harmônica foi até

superior.

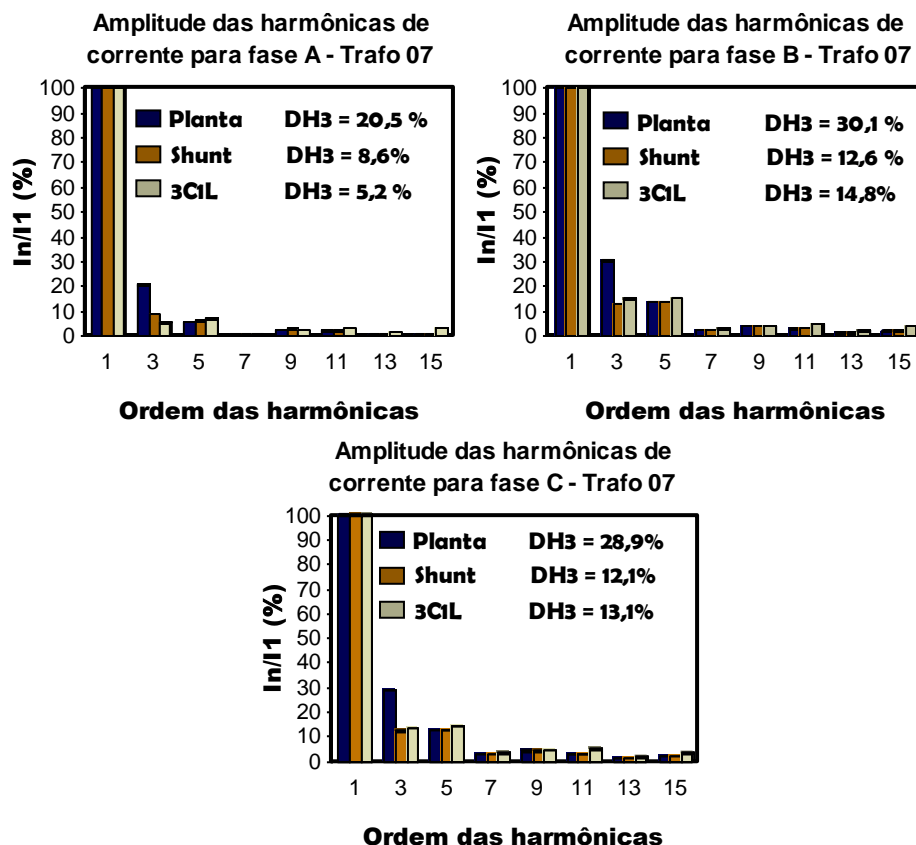


Figura 6. 4: Amplitudes das Harmônicas de Corrente para um Sistema da Classe Residencial Desequilibrado.

Posteriormente, é realizada a inserção do filtro de bloqueio. Os resultados obtidos, através de simulação, podem ser vistos através da figura 6.5.

Na figura 6.5 são apresentadas as amplitudes das harmônicas de corrente, até a componente de 15^a ordem, da fase A, fase B e fase C do Trafo-07, normalizadas em relação à componente fundamental. Em cada um dos gráficos, cada medida (1,3,5...) é composta por três colunas: a primeira representa as amplitudes de corrente da planta sem filtragem; a segunda, as amplitudes de corrente da planta com inserção dos filtro *shunt* clássico e bloqueio; a terceira representa as amplitudes de corrente da planta com inserção dos filtros *shunt* 3C1L e bloqueio.

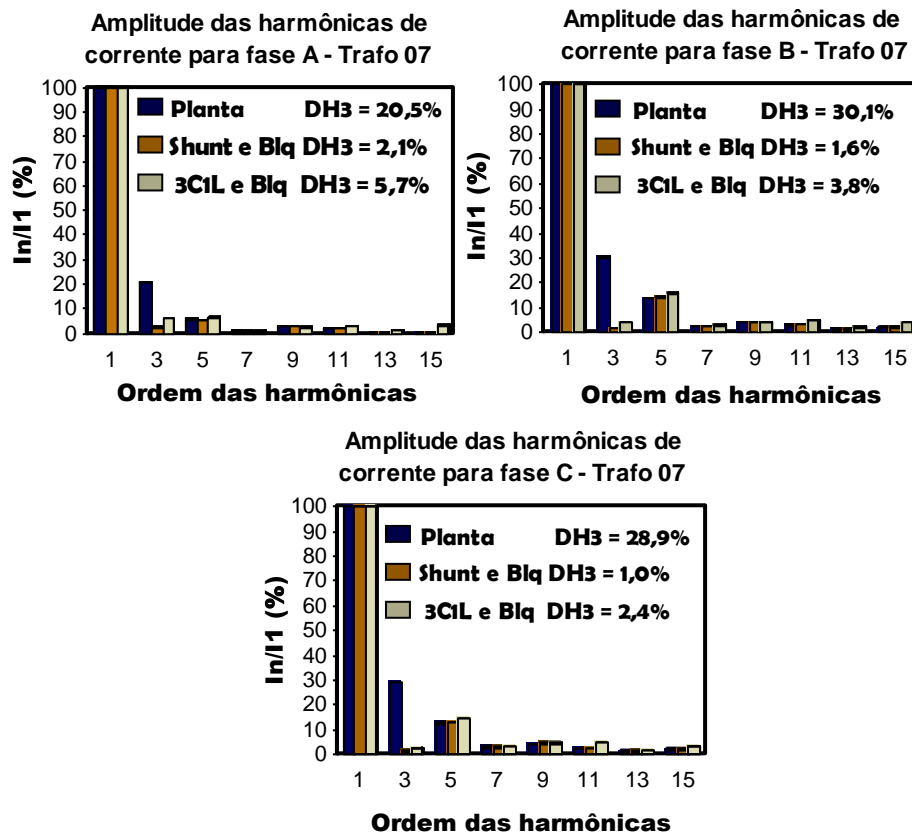


Figura 6. 5: Amplitudes das Harmônicas de Corrente para um Sistema da Classe Residencial Desequilibrado.

Verifica-se que, a inclusão do filtro de bloqueio provocou uma melhora significativa no desempenho das filtragens. Todavia, a célula de filtragem que utiliza o filtro *shunt* clássico, teve desempenho superior em todas as fases.

As correntes do condutor de neutro para as situações: planta sem filtragem; planta com inserção dos filtros *shunt* 3C1L; e logo após, planta com inserção dos filtros *shunt* 3C1L e filtro de bloqueio são mostradas através da figura 6.6.

A figura 6.6 apresenta as amplitudes das harmônicas de corrente, até a componente de 15ª ordem, do condutor de Neutro do Trafo-07. Cada medida (1,3,5...) é composta por três colunas: a primeira representa as amplitudes de corrente do condutor neutro da planta sem filtragem; a segunda, as amplitudes de corrente do condutor de neutro da planta com inserção dos filtro *shunt* 3C1L; a terceira representa as amplitudes de corrente do condutor de neutro da planta com inserção dos filtros *shunt* 3C1L e bloqueio.

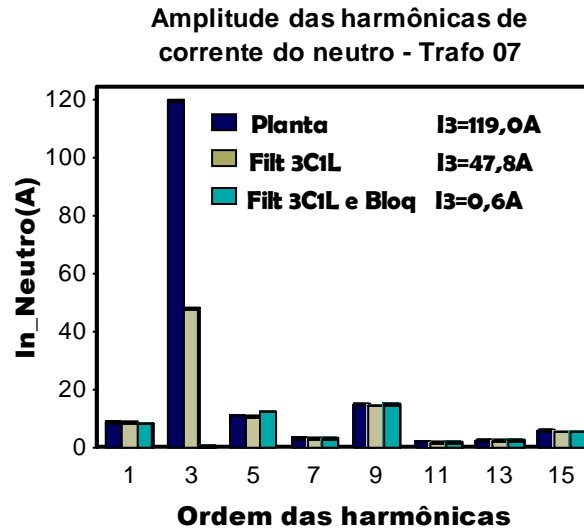


Figura 6. 6: Amplitude das Harmônicas de Corrente do Condutor Neutro do Trafo-07.

6.5. SISTEMA TRIFÁSICO RESIDENCIAL COM ELEVADO DESEQUILÍBRIO ENTRE FASES

O modelo de um sistema trifásico residencial com elevado desequilíbrio entre fases, aqui em estudo, representa o sistema residencial real operando com 37,5% da capacidade nominal do transformador. Assim sendo, será realizada a simulação de inserção dos filtros utilizando a planta do Trafo 07, modelada no capítulo 03.

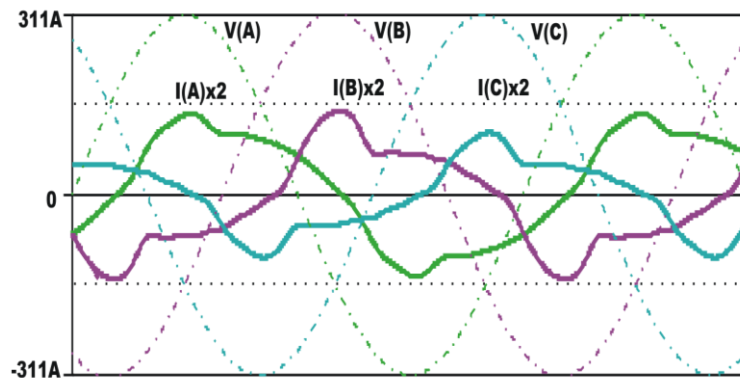


Figura 6. 7: Formas de Onda das Tensões e Correntes do Sistema Residencial com Elevado Desequilíbrio Entre Fases.

Os parâmetros dos filtros *shunt* clássico e 3C1L são os mesmos adotados no item 6.3.

Os resultados obtidos podem ser vistos por meio da figura 6.8, onde são apresentadas as amplitudes das harmônicas de corrente, até a componente de 15ª ordem, da fase A, fase B e fase C do Trafo-07, normalizadas em relação à componente fundamental. Em cada um dos gráficos, cada medida (1,3,5...) é composta por três colunas: a primeira representa as amplitudes de corrente da planta sem filtragem; a segunda, as amplitudes de corrente da planta com inserção do filtro *shunt* clássico; a terceira representa as amplitudes de corrente da planta com inserção do filtro 3C1L.

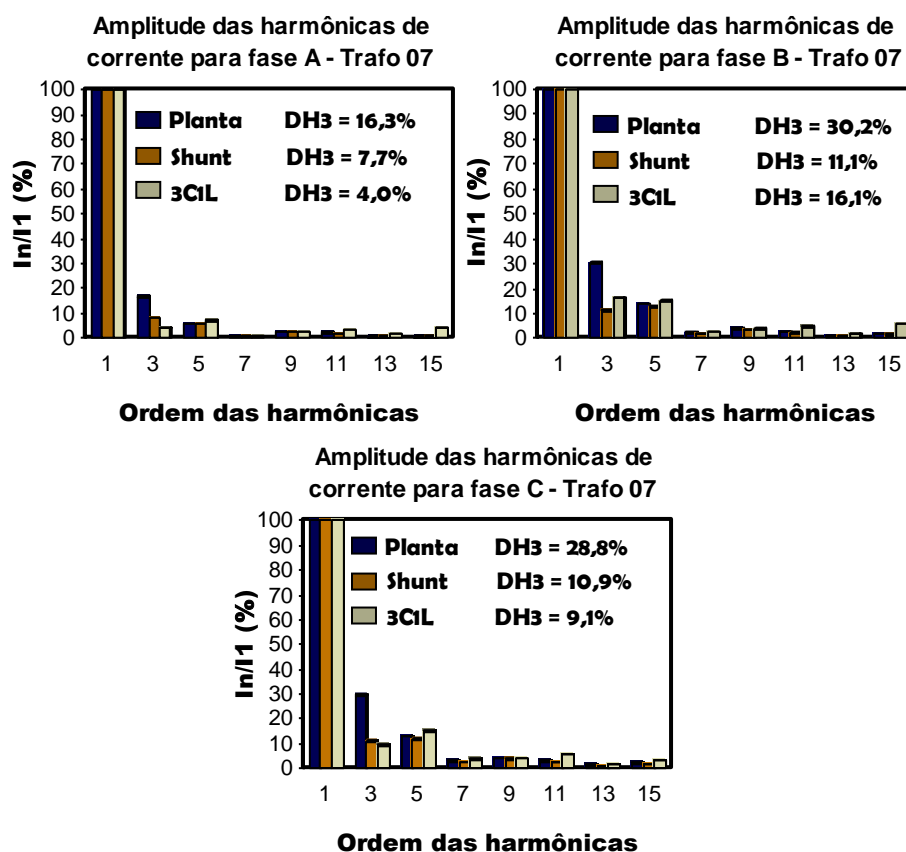


Figura 6. 8: Amplitudes das Harmônicas de Corrente para um Sistema da Classe Residencial com Elevado Desequilíbrio Entre Fases.

Em seguida, é realizada a inserção do filtro de bloqueio. Os resultados obtidos, através de simulação, podem ser vistos na figura 6.9.

Na figura 6.9 são apresentadas as amplitudes das harmônicas de corrente, até a componente de 15ª ordem, da fase A, fase B e fase C do Trafo-07, normalizadas em relação à componente fundamental. Em cada um dos gráficos, cada medida (1,3,5...) é composta por três colunas: a primeira representa as amplitudes de corrente da planta sem filtragem; a segunda, as amplitudes de corrente da planta com inserção dos filtro *shunt* clássico e bloqueio; a terceira representa as amplitudes de corrente da planta com inserção dos filtros *shunt* 3C1L e bloqueio.

Observar que o filtro *shunt* 3C1L apresenta uma qualidade de filtragem muito próxima a do filtro *shunt* clássico, mesmo para elevados desequilíbrios, sendo que para as fases A e C, fases com menores amplitudes de corrente, a filtragem da 3ª harmônica foi superior.

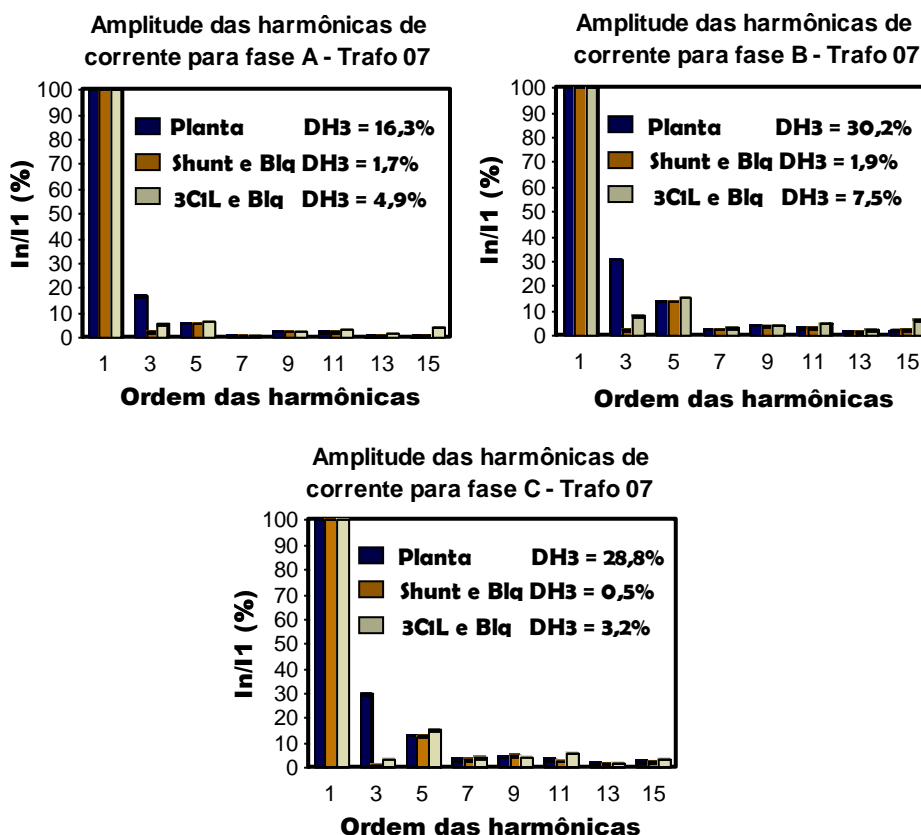


Figura 6. 9: Amplitudes das Harmônicas de Corrente para um Sistema da Classe Residencial com Elevado Desequilíbrio Entre Fases.

As correntes do condutor de neutro para as situações: planta sem filtragem; planta com inserção dos filtros *shunt* 3C1L; e logo após, planta com inserção dos filtros *shunt* 3C1L e filtro de bloqueio, são mostradas através da figura 6.10.

A figura 6.10 apresenta as amplitudes das harmônicas de corrente, até a componente de 15ª ordem, do condutor de Neutro do Trafo-07. Cada medida (1,3,5...) é composta por três colunas: a primeira representa as amplitudes de corrente do condutor neutro da planta sem filtragem; a segunda, as amplitudes de corrente do condutor de neutro da planta com inserção dos filtro *shunt* 3C1L; a terceira representa as amplitudes de corrente do condutor de neutro da planta com inserção dos filtros *shunt* 3C1L e bloqueio.

Observa-se que a inclusão do filtro de bloqueio provocou uma melhora significativa no desempenho das filtrações, sendo que a célula de filtragem que utiliza o filtro *shunt* clássico teve desempenho superior em todas as fases. No entanto, utilizando o filtro 3C1L, verifica-se que a filtragem da 3ª harmônica foi satisfatória.

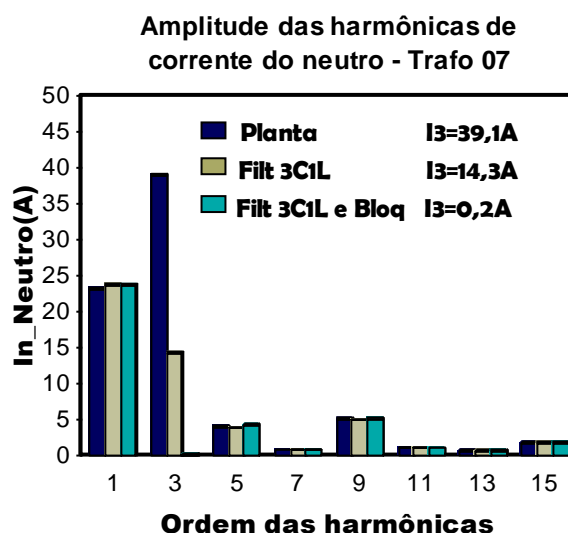


Figura 6. 10: Amplitudes das Harmônicas de Corrente do Condutor Neutro do Trafo-07.

As correntes eficazes do condutor de neutro para as três situações: planta sem filtro, planta com inserção do filtro *shunt* 3C1L e planta com inserção do filtro *shunt*

3C1L e bloqueio são $I_{neutro(RMS)} = 32,54A$, $I'_{neutro(RMS)} = 20,18A$ e $I''_{neutro(RMS)} = 17,50A$, respectivamente.

Dos parâmetros do sistema, tem-se:

$$I_{sc} = 3,2kA$$

Durante as medições, obteve-se a máxima componente fundamental de corrente no PCC, $I_{lmáx}$, em torno de 95,0A. Todavia, pode haver situações durante o período de um ano em que a corrente máxima seja maior que o valor encontrado nas as medições. Dessa forma, adota-se I_L como sendo $I_L = 110A$.

Sendo assim, a relação I_{sc} / I_L permite determinar os valores da máxima distorção harmônica recomendada pela IEEE 519-1992.

$$\frac{I_{sc}}{I_L} = 29,5$$

Com base nos valores estabelecidos na tabela 6.2, verifica-se que o limite de distorção harmônica de corrente para harmônicas de frequência inferior a 11ª ordem é 7,0%. Com isso, verifica-se que o sistema da classe residencial, após a inserção dos filtros *shunt* 3C1L e bloqueio, apresenta valores de distorção de corrente de 3ª harmônica iguais a 4,9%, 7,5% e 3,2%, valores muito próximos aos aceitáveis pela IEEE 519-1992.

Tabela 6- 2: Limites de Distorção Harmônica de Corrente para Sistemas de Baixa Tensão (120V à 69kV) Recomendados pela IEEE 519-1992.

Distorção Harmônica Máxima de Corrente						
h: Ordem das Harmônicas Ímpares						
I_{sc}/I_L	$h < 11$	$11 < h < 17$	$17 < h < 23$	$23 < h < 35$	$35 < h$	THD
$< 20^*$	4,0	2,0	1,5	0,6	0,3	5,0
$20 < 50$	7,0	3,5	2,5	1,0	0,5	8,0
$50 < 100$	10,0	4,5	4,0	1,5	0,7	12,0
$100 < 1000$	12,0	5,5	5,0	2,0	1,0	15,0
> 1000	15,0	7,0	6,0	2,5	1,4	20,0
As harmônicas pares são limitadas a 25% do limite da harmônica ímpar imediatamente superior						
Não é permitido componente contínua						
*Todos os equipamentos de geração de energia elétrica são limitados pelos valores desta linha, independente de sua capacidade de curto circuito						
I_{sc} : Corrente de curto circuito máxima no PCC						
I_L : Corrente máxima solicitada pela carga, na frequência fundamental, no PCC						

Além disso, como no caso comercial, percebe-se que a DH_5 apresenta valores acima de 7,0%. Isto faz com que a THD_i apresente valores acima do estipulado pela IEEE 519-1992, que é $THD_i = 8,0\%$.

Com relação à correção de reativos, a tabela 6-3 apresenta o fator de deslocamento antes e depois da inserção dos filtros *shunt* 3C1L e bloqueio.

Tabela 6-3: Fator de Deslocamento do Sistema Residencial sem Filtro e com a Inserção dos Filtros shunt 3C1L e bloqueio.

Planta	Fase A	Fase B	Fase C
Sem filtro	$\cos(\theta_A) = 0,88$ ind.	$\cos(\theta_B) = 0,90$ ind.	$\cos(\theta_C) = 0,91$ ind.
Com filtro <i>shunt</i> 3C1L e Bloqueio	$\cos(\theta_A) = 0,98$ ind.	$\cos(\theta_B) = 0,99$ ind.	$\cos(\theta_C) = 0,99$ cap.

Pode-se observar a partir da tabela 6-3 que houve a correção do fator de deslocamento. Percebe-se que antes da inserção dos filtros, o fator de deslocamento já apresentava valores elevados. Todavia, pode-se atingir a completa correção mesmo para sistemas com baixo fator de deslocamento.

6.6. PERDAS NO TRANSFORMADOR

As perdas nominais do transformador de acordo com a NBR 5440 são apresentadas na tabela 6-4.

Tabela 6-4: Perdas Nominais no Transformador de Acordo com NBR 5440.

Transformador	Potência	Nº de fases	Perdas núcleo	Perdas totais
Trafo 07	75kVA	3	330W	1470W

No caso de transformadores de 75kVA, as perdas adicionais nominais, P_{TSL} , são, aproximadamente, 6,0% das perdas totais nominais no cobre, P_{LL} .

Seguindo os procedimentos para cálculo das perdas apresentados no capítulo 5, pode-se calcular as perdas no transformador para a situação de carregamento nominal, como mostra a tabela 6-5, condição 1.

Condição 1:

$$I_1 = I_{nom} ;$$

$$TDH_i = 0,0\% ;$$

$$DH_3 = 0,0 ;$$

$$F_{desl} = 1,0 .$$

Considerando o transformador operando com a distorção encontrada através das medições, é possível estimar as perdas do transformador operando nesta situação, como mostra a tabela 6-5, na condição 2:

Condição 2:

$$I_1 = I_{nom} ;$$

$$TDH_i = 38,2\% ;$$

$$DH_3 = 29,5\% ;$$

$$F_{desl} = 0,9 \text{ ind.}$$

Por fim, pode-se também, calcular as perdas no cobre para o transformador com inserção dos filtros *shunt* 3C1L e Bloqueio. A tabela 6-5, na condição 3, apresenta os valores das perdas para essa situação. Dessa forma, foi considerado uma $DH_3 = 5\%$ nas três fases do transformador e a correção do fator de deslocamento devido à inserção dos filtros.

Condição 3:

$$I_1 = 0,9 \cdot I_{nom} \text{ (Devido à correção do fator de deslocamento);}$$

$$TDH_i = 13,6\% ;$$

$$DH_3 = 5,0\% ;$$

$$F_{desl} = 0,98 .$$

Tabela 6-5: Perdas no transformador.

Fatores	Transformador (condição 1)	Transformador (condição 2)	Transformador (condição 3)
F_R	1,0	1,1	0,82
F_{HL}	1,0	2,28	1,87
F_{HL-STR}	1,0	1,16	1,07
Perdas (W)			
P_{NL}	330	330	330
P_{Rdc}	1071,6	1183,8	888,0
P_{EC}	22,8	52,0	42,6
P_{SOL}	45,5	53,0	48,7
P_{LL}	1140	1288,8	979,4
P_{Totais}	1470	1618,8	1309,4

Com auxílio das tabelas 6-4 e 6-5, pode-se obter a relação entre as diversas perdas no transformador e as perdas nominais, em todas as situações (1, 2 e 3). Dessa forma, pode estabelecer o acréscimo ou redução de perdas para cada uma das situações, como mostra a tabela 6-6.

Tabela 6- 6: Perdas no transformador.

Perdas em relação a nominal em (%)	Transformador (condição 1)	Transformador (condição 2)	Transformador (condição 3)
P_{NL}	100,0	100,0	100,0
P_{Rdc}	100,0	110,4	82,8
P_{EC}	100,0	228,1	187,0
P_{SOL}	100,0	116,3	107,0
P_{LL}	100,0	113,0	85,9
P_{Totais}	100,0	110,1	89,0

Sendo assim, a redução das perdas, em percentual, provocadas pela inserção dos filtros *shunt* 3C1L e bloqueio é mostrada na tabela 6-7.

Tabela 6- 7: Perdas no transformador.

Redução de perdas (%)	Transformador (condição 3)
P_{NL}	0,0
P_{Rdc}	25,0
P_{EC}	18,0
P_{SOL}	8,0
P_{LL}	23,9
P_{Totais}	19,1

As perdas apresentadas na tabela 6-5 foram calculadas a partir de parâmetros nominais, com o objetivo de mostrar a dimensão dessas grandezas. Entretanto, ressalta-se que os percentuais de perdas P_{Rdc} , P_{EC} e P_{SOL} obtidos na tabela 6-6 independem do carregamento, sendo os mesmos para qualquer corrente que circule pelo transformador.

6.7. PERDAS NO FILTRO SHUNT 3C1L

A tabela 6-8 apresenta os valores das perdas calculadas para o filtro *shunt* 3C1L.

Tabela 6-8: Perdas Nominais do Filtro shunt 3C1L.

Filtro	Perdas cobre	Perdas núcleo	Perdas entreferro	Perdas totais
3C1L	36,5W	93,0W	154,8W	284,3W

Com isso, considerando a hipótese do transformador operando com a potência nominal e com a $TDH_i = 38,2\%$, encontrada durante as medições, pode-se chegar a uma redução de 3W após a instalação do filtro 3C1L. No entanto, sabe-se que dificilmente um transformador terá um regime de funcionamento com 100% da carga nominal durante 24h do dia. Assim, considera-se que os ganhos em eficiência energética são muito pequenos, diferentemente dos ganhos em qualidade de energia, acarretados pela redução da *THD*.



6.8. CONCLUSÕES SOBRE O CAPÍTULO

Com o auxílio das simulações realizadas para um sistema da classe residencial totalmente equilibrado, pôde-se constatar que a inserção dos filtros *shunt* clássico e 3C1L conduz, praticamente, ao mesmo desempenho. Além disso, confirma-se a teoria do ótimo desempenho de filtragem de uma célula de filtragem composta por filtro *shunt* clássico ou filtro *shunt* 3C1L, juntamente com o filtro de bloqueio na filtragem passiva da componente de 3ª harmônica. Dessa forma, a célula de filtragem composta por filtro *shunt* 3C1L e filtro de bloqueio filtrou quase que por completa a 3ª harmônica das fases do transformador.

Em seguida, estabelecido um desbalanceamento entre as correntes das fases, verificou-se que o filtro *shunt* 3C1L, em comparação com filtro *shunt* clássico, apresentou um bom desempenho na filtragem da 3ª harmônica, obtendo inclusive, em algumas fases, uma filtragem maior do que o filtro *shunt* clássico.

Entretanto, o desempenho do filtro *shunt* clássico juntamente com filtro de bloqueio é superior ao desempenho do filtro *shunt* 3C1L juntamente com filtro de bloqueio, sendo tão superior quanto maior o desequilíbrio entre fases. Porém, considera-se satisfatório o desempenho do filtro *shunt* 3C1L juntamente com filtro de bloqueio mesmo para elevados desequilíbrios entre fases. Além disso, este problema pode ser corrigido com a realocação de cargas entre as fases do sistema.

Diferentemente do sistema comercial, foi utilizado no caso residencial, um filtro de bloqueio com fator de bloqueio mais elevado. Dessa forma, houve uma melhora quanto à filtragem da componente de 3ª harmônicas se comparado aos valores obtidos no caso comercial. Todavia, esse fato não está relacionado diretamente a sistemas residenciais. Pode-se perfeitamente aumentar o valor do fator de bloqueio, conseqüentemente o valor do indutor de bloqueio, desde que o valor máximo de indutância, descrito no capítulo 04, seja respeitado.

Verificou-se que a inserção dos filtros *shunt* 3C1L e bloqueio promoveu a redução da corrente de 3ª harmônica, no PCC, de 69,9% até 89,4% da DH_3 inicial. Isto fez com que as correntes de 3ª harmônica apresentassem valores menores que o

valor estipulado pela IEEE 519-1992. Todavia, no pior caso, a DH_3 foi de 7,5% enquanto que a IEEE 519-1992 estabelece 7,0%.

Quanto à corrente do condutor de neutro do caso residencial, verificou-se que a inserção dos filtros *shunt* 3C1L e bloqueio provocou uma drástica redução da corrente de 3ª harmônica. Com isso, houve uma redução de 46,22% da corrente eficaz que circula pelo condutor, em relação ao seu valor inicial.

Sobre o fator de deslocamento, a inserção dos filtros proporcionou sua correção, obtendo valores muito próximos da unidade.

No que diz respeito às perdas, a inserção dos filtros *shunt* 3C1L e bloqueio promoveu uma redução considerável de carga do transformador. Com o uso desta técnica pôde-se obter até 19% de redução de perdas totais no transformador. Porém deve-se considerar as perdas no filtro.



CAPÍTULO 7

RESULTADOS EXPERIMENTAIS COM A INCLUSÃO DOS FILTROS DE 3^a HARMÔNICA EM UM TRANSFORMADOR ALIMENTANDO CONSUMIDORES DA CLASSE COMERCIAL

7.1. INTRODUÇÃO

Este capítulo é destinado à comprovação dos resultados teóricos referentes à operação dos filtros passivos *shunt* 3C1L e de bloqueio, após serem incluídos em um sistema da classe comercial. Além disso, busca-se constatar a respeito do comportamento dos filtros e do sistema, quanto submetido às situações que diferenciam do modelo teórico.

7.2. SISTEMA TRIFÁSICO COMERCIAL APÓS INSERÇÃO DOS FILTROS 3C1L E DE BLOQUEIO

Para a análise do comportamento do sistema elétrico e do desempenho dos

filtros, foi utilizado conforme outrora salientado, o transformador, Trafo-01, situado dentro da subestação abaixadora que alimenta o Centro Tecnológico da Universidade Federal de Santa Catarina.

Os filtros projetados foram inseridos no barramento secundário do transformador, onde foi possível realizar medições das tensões e correntes das suas três fases.

Para todas as medições realizadas, foi adotada uma coleta dos dados, a cada 5 minutos, durante o período de funcionamento do transformador, isto é, 24 horas do dia. Posteriormente, os dados foram exportados do equipamento de medição para o *software* do próprio fabricante do equipamento, o que possibilitou o levantamento dos perfis da tensão e da corrente de cada uma das fases, como mostram as figuras 7.1 a 7.6.

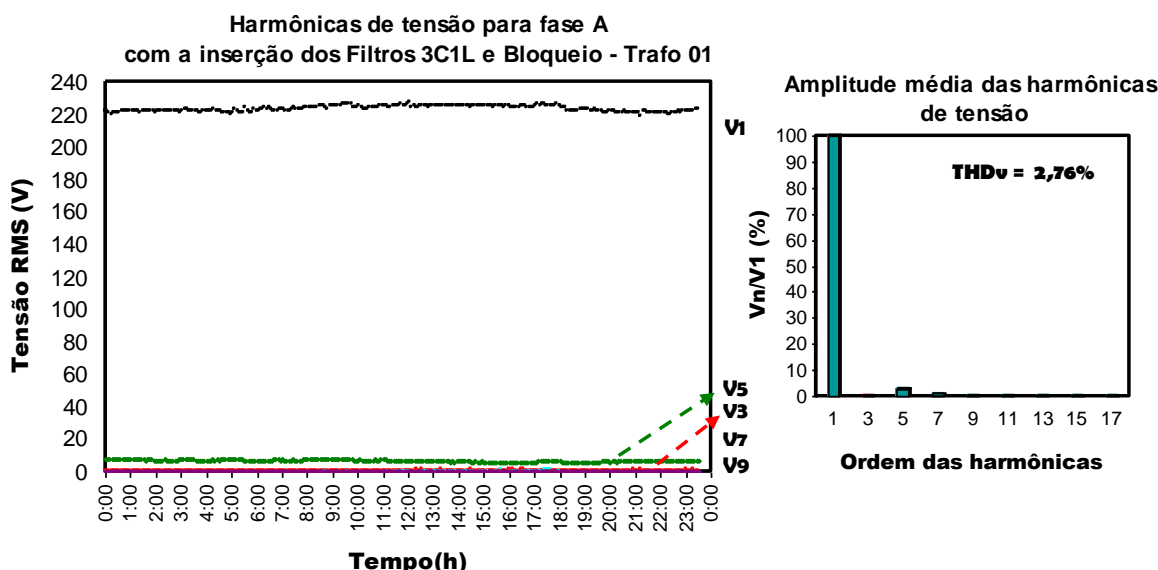


Figura 7.1: Valor eficaz das harmônicas de tensão em função das horas do dia para fase A do Trafo-01 com a inserção dos Filtros 3C1L e Bloqueio, ao lado direito têm-se as amplitudes médias das harmônicas de tensão para o período compreendido entre as 09h-19h, em porcentagem.

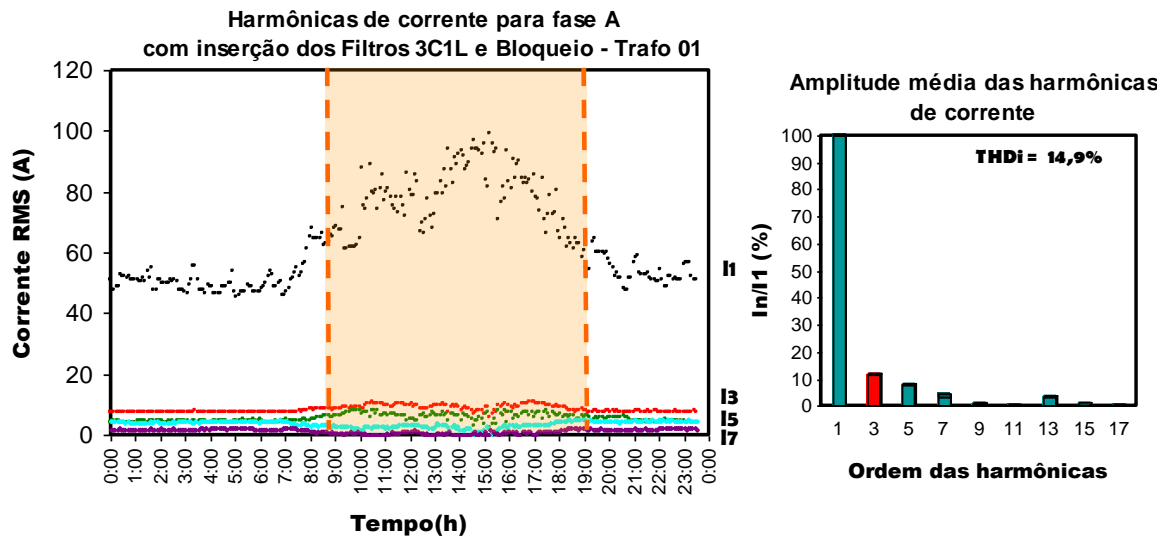


Figura 7.2: Valor eficaz das harmônicas de corrente em função das horas do dia para fase A do Trafo-01 com a inserção dos Filtros 3C1L e Bloqueio, ao lado direito têm-se as amplitudes médias das harmônicas de corrente para o período compreendido entre as 09h-19h, em porcentagem.

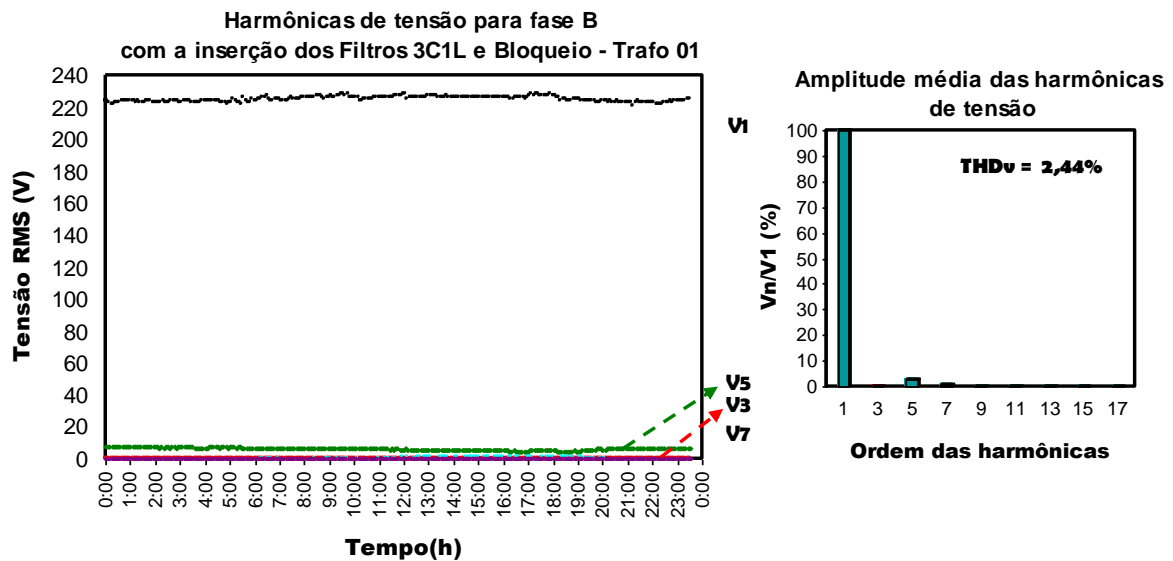


Figura 7.3: Valor eficaz das harmônicas de tensão em função das horas do dia para fase B do Trafo-01 com a inserção dos Filtros 3C1L e Bloqueio, ao lado direito têm-se as amplitudes médias das harmônicas de tensão para o período compreendido entre as 09h-19h, em porcentagem.

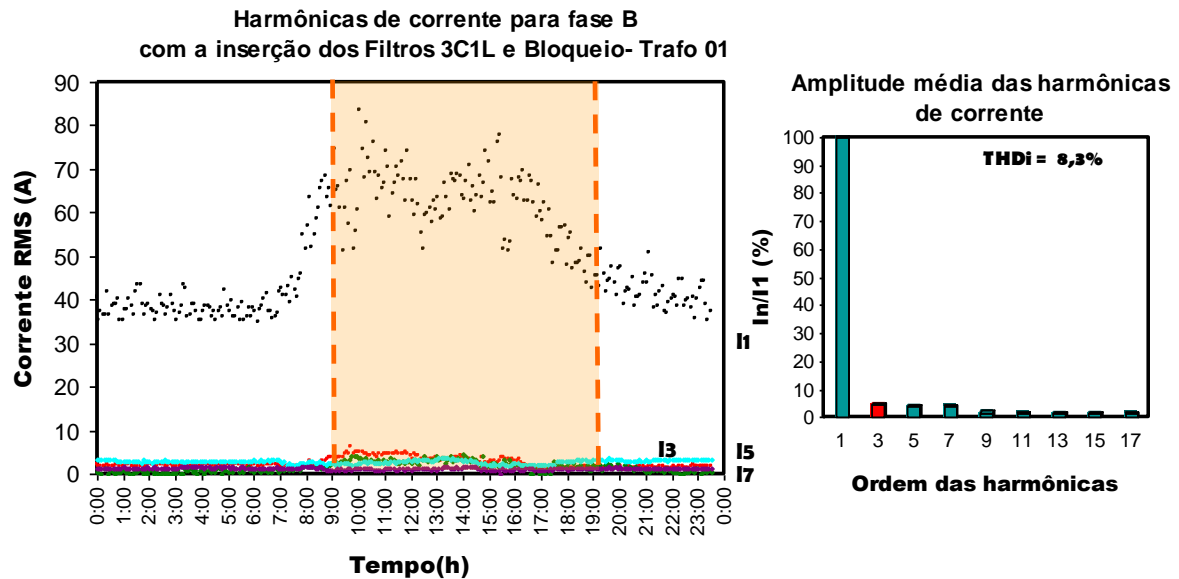


Figura 7.4: Valor eficaz das harmônicas de corrente em função das horas do dia para fase B do Trafo-01 com a inserção dos Filtros 3C1L e Bloqueio, ao lado direito têm-se as amplitudes médias das harmônicas de corrente para o período compreendido entre as 09h-19h, em porcentagem.

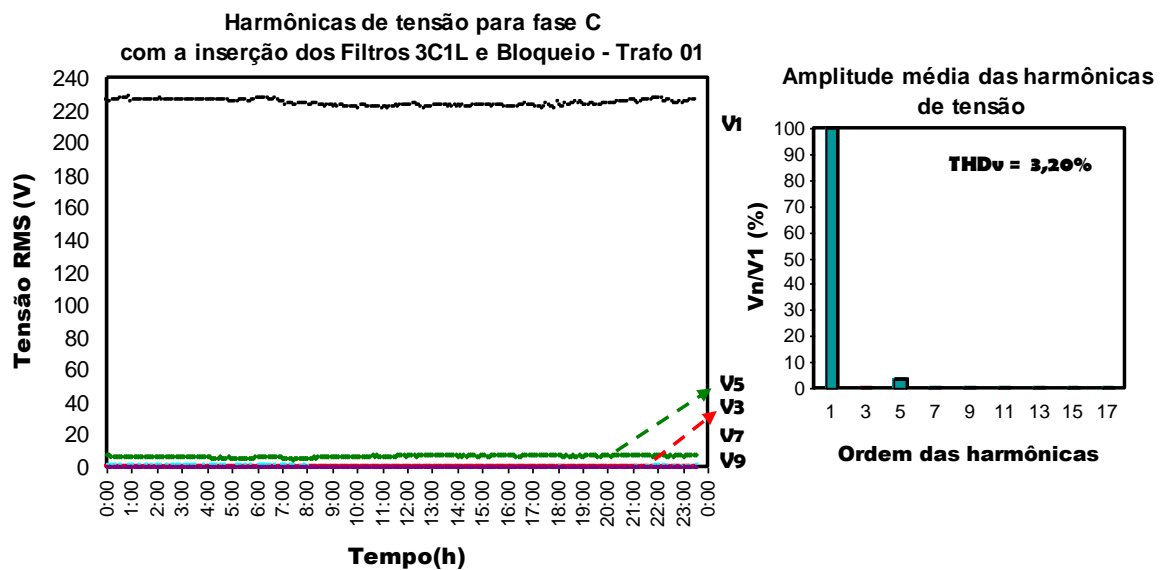


Figura 7.5: Valor eficaz das harmônicas de tensão em função das horas do dia para fase C do Trafo-01 com a inserção dos Filtros 3C1L e Bloqueio, ao lado direito têm-se as amplitudes médias das harmônicas de tensão para o período compreendido entre as 09h-19h, em porcentagem.

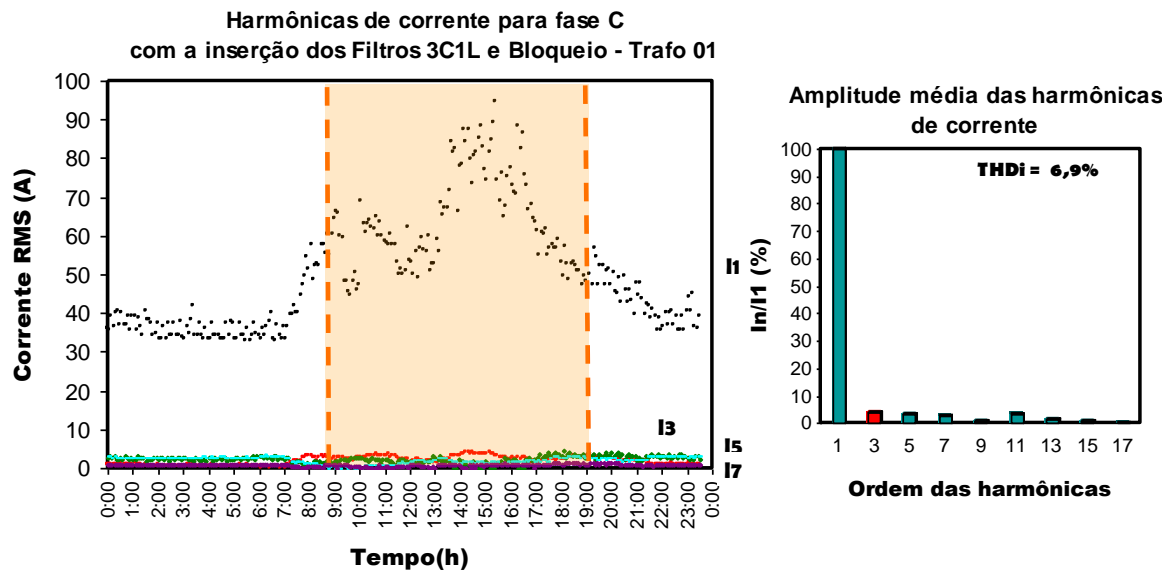


Figura 7.6: Valor eficaz das harmônicas de corrente em função das horas do dia para fase C do Trafo-01 com a inserção dos Filtros 3C1L e Bloqueio, ao lado direito têm-se as amplitudes médias das harmônicas de corrente para o período compreendido entre as 09h-19h, em porcentagem.

De posse dos resultados registrados, pode-se fazer uma comparação entre as grandezas de corrente antes e depois da inclusão dos Filtros *shunt* 3C1L e de bloqueio, concomitantemente aos valores obtidos por simulação. As figuras 7.7 e 7.8 mostram tal comparação.

Observa-se que houve uma sensível melhora no que diz respeito ao conteúdo harmônico e, conseqüentemente, na THD_i em relação aos valores medidos antes da inclusão dos filtros, que conforme apresentados no Capítulo 02, eram próximos de 40%. Estes resultados contribuirão para a validade do procedimento adotado, no que tange à filtragem da 3ª harmônica.

A figura 7.7 mostra os valores eficazes das harmônicas de corrente, até a componente de 15ª ordem, da fase A, fase B e fase C do Trafo-01. Em cada um dos gráficos, cada medida (1,3,5...) é composta por três colunas: a primeira representa as amplitudes de corrente do Trafo-01 sem filtragem; a segunda, as amplitudes de corrente do Trafo-01 com inserção dos filtros *shunt* 3C1L e bloqueio obtidas por simulação e, a terceira, representa as amplitudes de corrente do Trafo-01 com

inserção dos filtros *shunt* 3C1L e bloqueio obtidas experimentalmente.

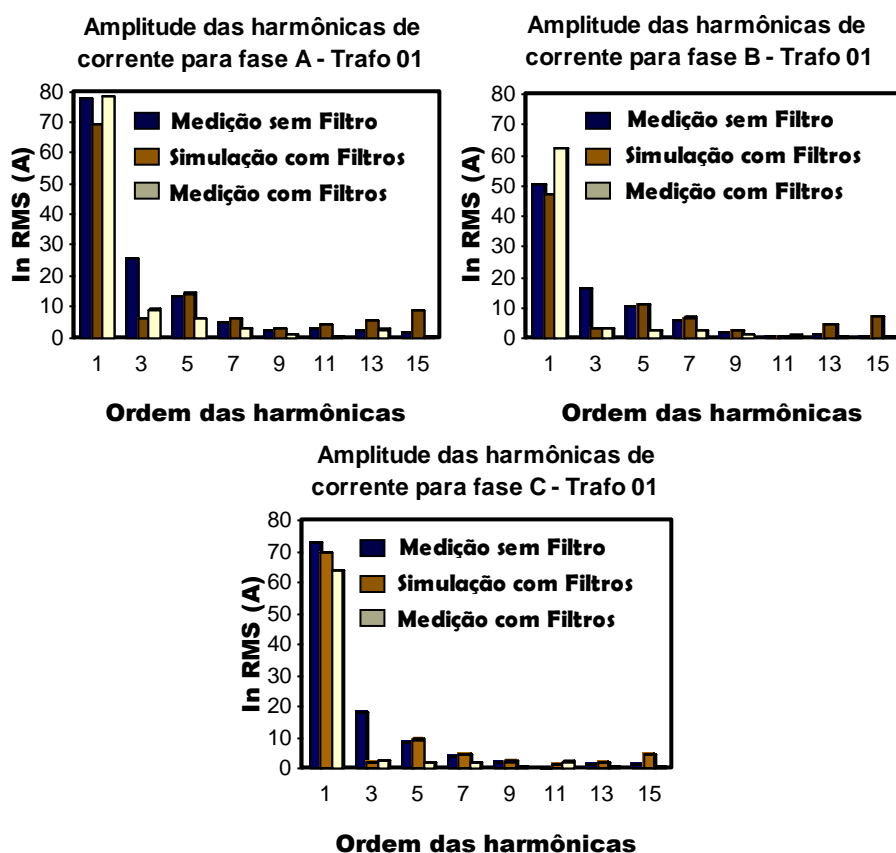


Figura 7.7: Valores eficaz das harmônicas de corrente para as fases do Trafo-01 obtidas por medição antes da instalação dos filtros, simulação e medição após a instalação dos filtros 3C1L e bloqueio respectivamente.

Na figura 7.8 são apresentadas as amplitudes das harmônicas de corrente, até a componente de 15^a ordem, da fases A, B e C do Trafo-01, normalizadas em relação à componente fundamental. Em cada um dos gráficos, cada medida (1,3,5...) é composta por três colunas: a primeira representa as amplitudes de corrente do Trafo-01 sem filtragem; a segunda, as amplitudes de corrente do Trafo-01 com inserção dos filtros *shunt* 3C1L e bloqueio obtidas por simulação e, a terceira, representa as amplitudes de corrente do Trafo-01 com inserção dos filtros *shunt* 3C1L e bloqueio obtidas por medição.

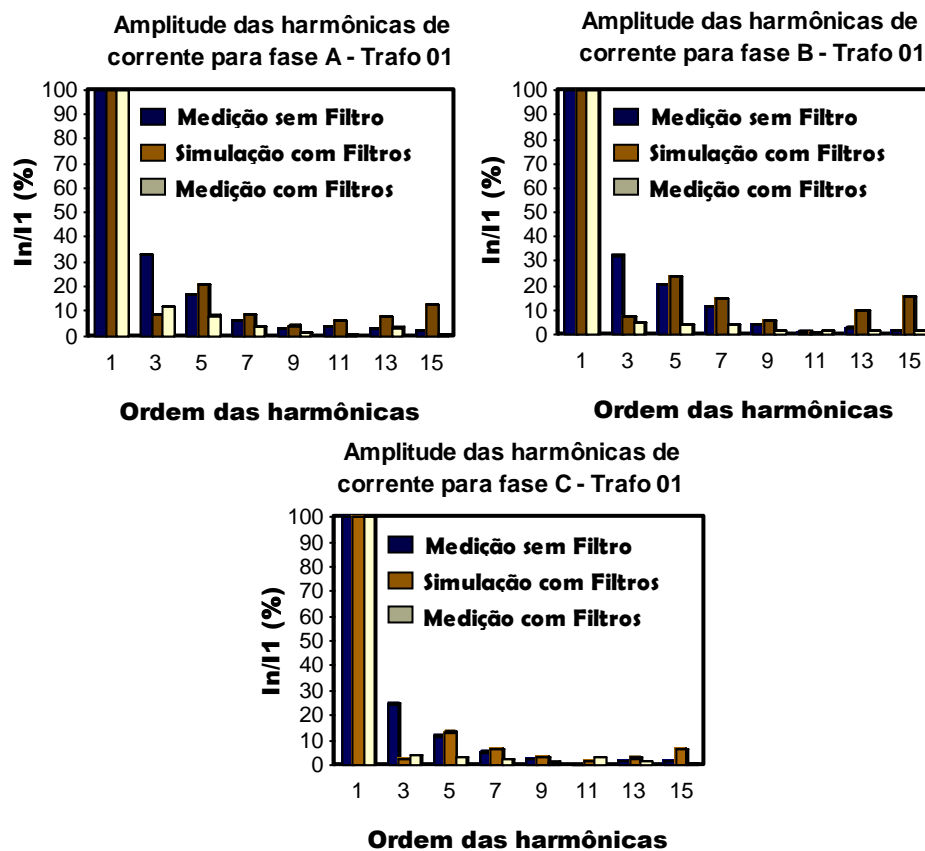


Figura 7.8: Amplitude das harmônicas de corrente para as fases do Trafo-01 obtidas por medição antes da instalação dos filtros, simulação e medição após a instalação dos filtros 3C1L e bloqueio respectivamente.

As formas de onda das correntes nas três fases do secundário do transformador, antes e após a inclusão dos filtros *shunt* 3C1L e bloqueio, podem ser vistas por meio das figuras 7.9 e 7.10. Observa-se que as formas de onda das correntes tiveram uma melhora considerável, após a entrada em operação dos filtros inseridos no PCC.

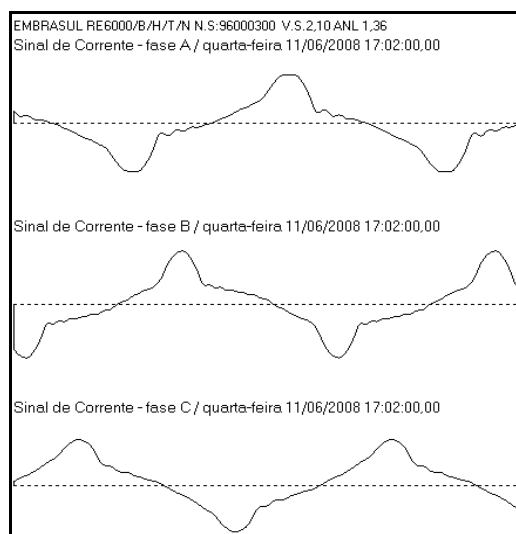


Figura 7. 9: Formas de onda das correntes das fases A, B e C, medidas no PCC do Trafo-01 antes da instalação dos filtros shunt 3C1L e bloqueio.

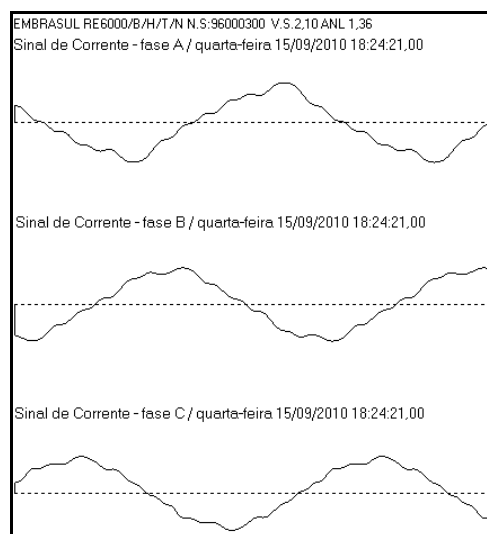


Figura 7. 10: Formas de onda das correntes das fases A, B e C, medidas no PCC do Trafo-01 após a instalação dos filtros shunt 3C1L e bloqueio.

Pode-se verificar que a inserção dos filtros *shunt* 3C1L e de bloqueio proporcionou uma redução significativa das amplitudes de corrente de 3ª harmônica nas fases do secundário do Trafo-01. Mais detalhes podem ser obtidos com auxílio da tabela 7.1.

Tabela 7- 1: Distorção Harmônica de Corrente Antes e Depois da Instalação dos Filtros Shunt 3C1L e Bloqueio.

Distorção Harmônica de Corrente (%)									
Trafo-01: antes da inserção dos filtros <i>shunt</i> 3C1L e bloqueio									
	I_1	I_3	I_5	I_7	I_9	I_{11}	I_{13}	I_{15}	THD _i
Fase A	100,0	33,00	16,93	6,18	2,67	3,59	2,76	1,82	38,1
Fase B	100,0	32,35	20,46	11,26	3,78	1,12	2,79	1,58	40,3
Fase C	100,0	24,56	11,55	5,13	2,57	0,00	1,53	1,60	27,9
Trafo-01: Depois da inserção dos filtros <i>shunt</i> 3C1L e bloqueio									
	I_1	I_3	I_5	I_7	I_9	I_{11}	I_{13}	I_{15}	THD _i
Fase A	100,0	11,61	8,00	3,76	0,93	0,48	3,25	0,57	14,3
Fase B	100,0	4,86	4,03	4,27	1,78	1,41	1,29	1,29	8,3
Fase C	100,0	4,05	3,18	2,63	1,12	3,34	1,27	0,66	6,9

A distorção harmônica da corrente de ordem 3 passou de 33,0% para 11,61%, no pior caso, e de 32,35% para 4,86% na melhor situação. Percebe-se que a fase A foi a fase onde a 3ª harmônica de corrente apresentou maior amplitude, mesmo após

a inserção dos filtros *shunt* 3C1L e bloqueio. Esse fato era esperado, uma vez que a fase A apresenta maior desequilíbrio de corrente, se comparado às demais.

Pode-se atentar também que as amplitudes de corrente de ordem 11 e 13 sofreram pequenas amplificações, o que corrobora com o fato da ressonância paralela situar-se próximo desses valores de frequência.

Ainda, com relação à filtragem, verifica-se também que outras harmônicas de corrente de ordem 5, 7, 9...n, foram aprisionadas pelo filtro *shunt* 3C1L, sendo reduzidas nas fases do secundário do transformador. Isso pode ser confirmado com a ajuda das figuras 7.11 a 7.13, que apresentam as medições das correntes para cada uma das fases do filtro *shunt* 3C1L, durante 24 horas do dia.

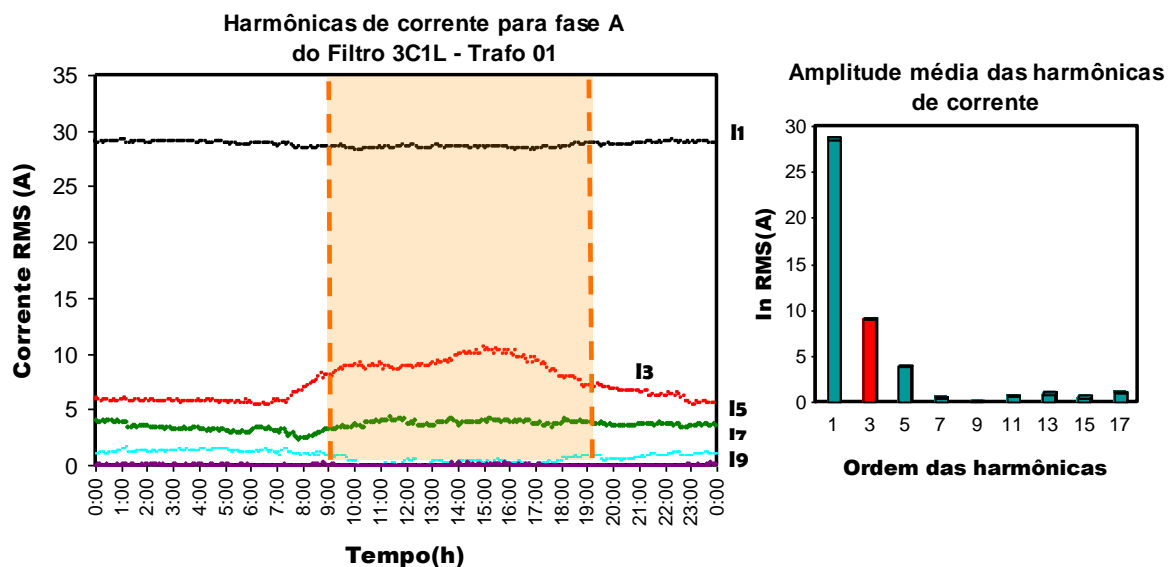


Figura 7.11: Valor eficaz das harmônicas de corrente em função das horas do dia para fase A do filtro *shunt* 3C1L, ao lado direito têm-se o valor médio para o período compreendido entre as 09h-19h.

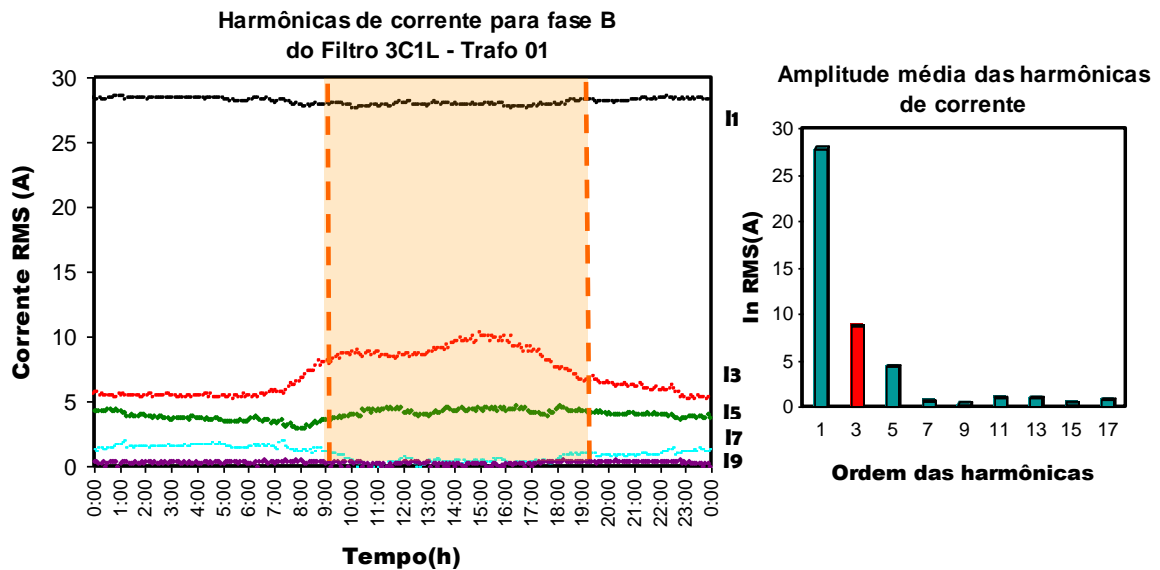


Figura 7.12: Valor eficaz das harmônicas de corrente em função das horas do dia para fase B do filtro shunt 3C1L, ao lado direito têm-se o valor médio para o período compreendido entre as 09h-19h.

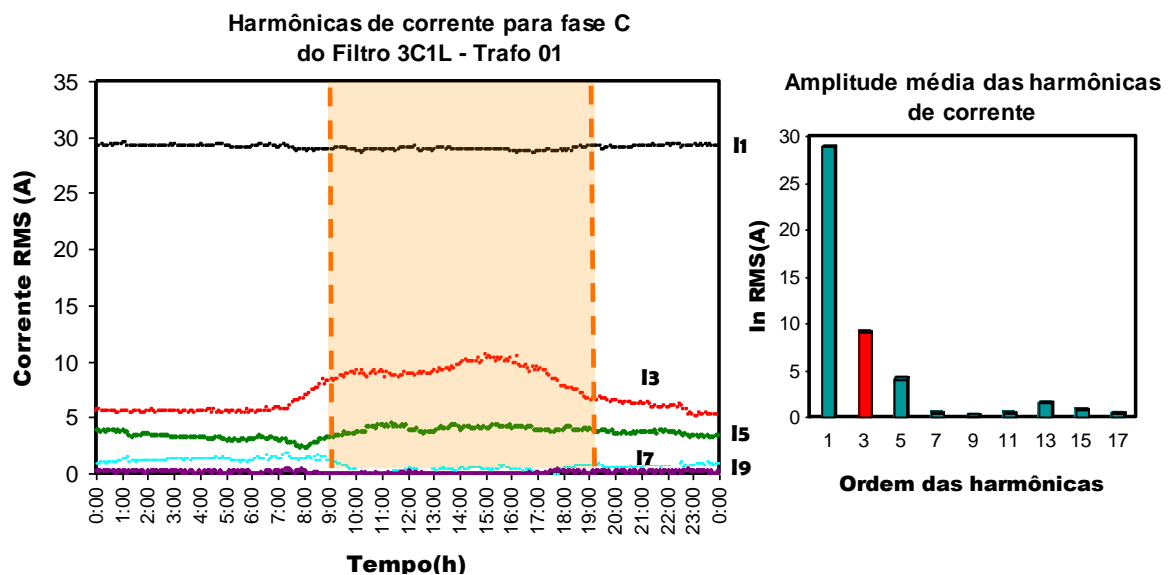


Figura 7.13: Valor eficaz das harmônicas de corrente em função das horas do dia para fase C do filtro shunt 3C1L, ao lado direito têm-se o valor médio para o período compreendido entre as 09h-19h.

Com base nos valores estabelecidos na tabela 7.2, verifica-se que o limite de distorção harmônica de corrente para harmônicas de frequência inferior à 11ª ordem é 10,0%. Com isso, destaca-se que para o Trafo-01, após a inserção dos filtros *shunt* 3C1L e bloqueio, as correntes passaram a atender às exigências estabelecidas pela

IEEE 519-1992, com exceção da terceira harmônica da fase A, que apresentou uma Distorção Harmônica Individual de 11,6%.

Tabela 7-2: Limites de Distorção Harmônica de Corrente para Sistemas de Baixa Tensão (120V a 69kV) Recomendados pela IEEE 519-1992.

Distorção Harmônica Máxima de Corrente (%)						
h: Ordem das Harmônicas Ímpares						
I_{sc}/I_L	$h < 11$	$11 < h < 17$	$17 < h < 23$	$23 < h < 35$	$35 < h$	THD
$< 20^*$	4,0	2,0	1,5	0,6	0,3	5,0
20<50	7,0	3,5	2,5	1,0	0,5	8,0
50<100	10,0	4,5	4,0	1,5	0,7	12,0
100<1000	12,0	5,5	5,0	2,0	1,0	15,0
>1000	15,0	7,0	6,0	2,5	1,4	20,0
As harmônicas pares são limitadas a 25% do limite da harmônica ímpar imediatamente superior						
Não é permitido componente contínua						
*Todos os equipamentos de geração de energia elétrica são limitados pelos valores desta linha, independente de sua capacidade de curto circuito						
I_{sc} : Corrente de curto circuito máxima no PCC I_L : Corrente máxima solicitada pela carga, na frequência fundamental, no PCC						

Cabe esclarecer que a filtragem de harmônicas superiores a ordem 3 não era percebida nas simulações apresentadas nos capítulos anteriores. Este fato pode ser explicado por dois motivos discutidos abaixo.

Primeiro, nos resultados de simulação ocorriam amplificações das correntes provocadas pela ressonância entre o modelo utilizado e o filtro projetado. Porém, experimentalmente, as não-idealidades do sistema amortecem tais ressonâncias, reduzindo os picos de corrente, conforme esperado. Pode-se afirmar que capacitâncias parasitas não foram modeladas e, conseqüentemente, seus efeitos não foram contemplados durante a simulação. Com isso, as amplificações em harmônicas de corrente, cujas frequências são próximas à frequência de ressonância, não foram tão significativas.

Segundo, toda a carga linear no modelo foi representada por uma única impedância, cujo valor é muito pequeno. Portanto, durante a simulação, as correntes harmônicas preferiam circular por essa impedância e não pelo filtro *shunt* 3C1L. Todavia, na prática, o barramento é constituído por diversas cargas pequenas com impedâncias elevadas quando comparadas à impedância do filtro *shunt* 3C1L.

Consequentemente, o filtro passa a ser um caminho alternativo para correntes de diversas frequências.

Estas duas situações diferenciam os resultados experimentais dos simulados, fazendo com que o filtro seja tratado como um divisor de correntes, mesmo para correntes que tenham frequências diferentes da frequência de sintonia.

Com relação à correção de reativos, a tabela 7-3 apresenta o fator de deslocamento, antes e depois da inserção dos filtros *shunt* 3C1L e bloqueio.

Tabela 7-3: Fator de Deslocamento do Sistema Residencial sem Filtragem e com a Inserção dos Filtros Shunt 3C1L e Bloqueio.

Trafo-01	Fase A	Fase B	Fase C
Sem filtragem	$\cos(\theta_A) = 0,88 \text{ ind.}$	$\cos(\theta_B) = 0,90 \text{ ind.}$	$\cos(\theta_C) = 0,91 \text{ ind.}$
Com filtros	$\cos(\theta_A) = 0,96 \text{ cap.}$	$\cos(\theta_B) = 0,96 \text{ cap.}$	$\cos(\theta_C) = 0,98 \text{ cap.}$

Adicionalmente, os fatores de distorção de corrente e de tensão para as situações mostradas na tabela 7-3 são dadas nas tabelas 7-4 e 7-5.

Tabela 7-4: Fatores de Distorção de Corrente do Sistema Comercial sem Filtragem e com a Inserção dos Filtros Shunt 3C1L e Bloqueio.

Trafo-01	Fase A	Fase B	Fase C
Sem filtragem	$FDist_{iA} = 0,93$	$FDist_{iB} = 0,92$	$FDist_{iC} = 0,96$
Com filtros	$FDist_{iA} = 0,98$	$FDist_{iB} = 0,99$	$FDist_{iC} = 0,99$

Tabela 7-5: Fatores de Distorção de Tensão do Sistema Comercial sem Filtragem e com a Inserção dos Filtros Shunt 3C1L e Bloqueio.

Trafo-01	Fase A	Fase B	Fase C
Sem filtragem	$FDist_{vA} = 0,99$	$FDist_{vB} = 0,99$	$FDist_{vC} = 0,99$
Com filtros	$FDist_{vA} = 0,99$	$FDist_{vB} = 0,99$	$FDist_{vC} = 0,99$

E finalmente, tem-se o fator de potência na tabela 7-6, resultado dos fatores de distorção da corrente, da tensão e de deslocamento para o mesmo transformador,

antes e após a instalação dos filtros *shunt* 3C1L e bloqueio.

Tabela 7-6: Fator de Potência do Sistema Comercial sem Filtragem e com a Inserção dos Filtros Shunt 3C1L e Bloqueio.

Trafo-01	Fase A	Fase B	Fase C
Sem filtragem	$FP_A = 0,82$	$FP_B = 0,83$	$FP_C = 0,87$
Com filtros	$FP_A = 0,95$	$FP_B = 0,95$	$FP_C = 0,97$

Considera-se esse ponto do trabalho como sendo de grande importância para a finalidade da filtragem adotada. Observa-se que, para o presente caso em estudo, o Fator de Potência da instalação era bastante reduzido. Com isso, grande parte dos engenheiros tem a prática de, independente da causa, impor banco de capacitores com o intuito de corrigi-lo.

Evidentemente, em situações em que o Fator de Potência é baixo devido, exclusivamente, ao Fator de Deslocamento, tal estratégia trará bons resultados. Contudo, nos casos em que o Fator de Distorção existe, sendo menor que 0,92, somente a correção do Fator de Deslocamento não será suficiente. Como exemplos, para os transformadores, Trafo-03 e Trafo-04, mostrados no capítulo 02, não seria possível que os Fatores de Potência chegassem a valores permitidos por norma, sem a compensação de reativos de distorção, ou seja, somente com a adição de capacitores o Fator de Potência poderia torna-se ainda menor, ao invés da sua correção. Todavia, utilizando a célula de filtragem descrita neste trabalho, esse problema seria resolvido.

As figuras 7.14 e 7.15 mostram a célula de filtragem desenvolvida e o transformador utilizado para estudo, respectivamente.



Figura 7.144: Célula de Filtragem Composta Pelo Filtro shunt 3C1L e o Filtro de Bloqueio.



Figura 7.155: Transformador da Classe Comercial, Utilizado Durante as Medições.

7.3. CONCLUSÕES SOBRE O CAPÍTULO

Com base nas medições realizadas antes e após a instalação dos filtros *shunt* 3C1L e bloqueio, verificou-se que sua inserção reduziu de maneira satisfatória as



componentes de 3ª harmônica das fases do transformador da classe comercial. Dessa forma, a célula de filtragem composta por filtro *shunt* 3C1L e filtro de bloqueio conseguiu levar as distorções harmônicas de corrente para valores aceitáveis, conforme o pretendido desde o início dos estudos.

Verificou-se que a inserção dos filtros *shunt* 3C1L e bloqueio promoveu a redução da corrente de 3ª harmônica, no PCC, de 64,8% até 84,9% da DH_{i3} inicial, considerando-se a pior e a melhor situação. Isto fez com que as correntes de 3ª harmônica apresentassem valores menores em relação ao valor estipulado pela IEEE 519-1992. Porém, foi visto que no pior caso, a DH_{i3} da fase A foi levada para 11,6% enquanto que a IEEE 519-1992 estabelece 10,0%. Isto pode ser perfeitamente corrigido com uma simples realocação de cargas no barramento do secundário do transformador, de forma tornar a fase A mais equilibrada com as demais.

Além disso, a inserção dos filtros promoveu também a redução das demais harmônicas de corrente de ordem superior a 3, fazendo com que correntes harmônicas de outra frequências apresentassem valores menores que o valor estipulado pela IEEE 519-1992.

Entretanto, notou-se que a redução de harmônicas de corrente de ordem superior a 3, provocadas pela célula de filtragem composta pelo filtro *shunt* 3C1L e bloqueio, ocorreu diferentemente do constatado nas simulações. Todavia, essa diferença não inviabiliza o emprego do modelo adotado, pelo contrário, pois os resultados de simulação permitem a precisão dos cálculos de projeto, já que informam a frequências de sintonia e maior segurança ao projetista, pois ressaltam os fenômenos de ressonância.

Sobre a correção de reativos, a estratégia de filtragem proporcionou a correção do Fator de Deslocamento, obtendo valores muito próximos da unidade, enquanto o Fator de Potência foi corrigido de modo a atender ao mínimo estipulado por norma, feito esse que não seria possível somente com a instalação de capacitores.

CONCLUSÕES FINAIS

Este trabalho foi fruto de intensas investigações dos sistemas elétricos das classes residenciais e comerciais em baixa tensão. O estudo iniciou-se com a análise das principais cargas eletrônicas, mostrando quais são seus impactos provocados nos sistemas em que estão inseridas.

Na sequência, buscou-se aprofundar sobre o estado atual que se encontram as harmônicas de tensão e corrente de cada um desses sistemas. Por meio de medições, realizou-se uma verificação prática sobre a situação, a qual os transformadores estão submetidos. Os resultados mostraram que os transformadores da classe residencial e comercial possuem conteúdos harmônicos de corrente bastante expressivos, enquanto que a 3ª harmônica apresenta valores demasiadamente elevados, estabelecendo um grande domínio em relação às demais harmônicas. Este fato veio confirmar o que havia sido previsto, antes mesmo do início dos estudos, o que justificou a preocupação com relação à 3ª harmônica.

A fim de solucionar o problema relativo à 3ª harmônica, foi apresentada uma nova estratégia, utilizando uma célula de filtragem composta por um filtro passivo *shunt* trifásico com reator monofásico, 3C1L, e um filtro passivo de bloqueio de neutro, ambos sintonizados para a frequência de 180 Hz. Com isso, foi desenvolvido um projeto, o qual foi testado e instalado em um transformador da classe comercial, permanecendo em pleno funcionamento e com resultados satisfatórios.

O filtro proposto e desenvolvido durante essa dissertação foi projetado de modo que o indutor dessa nova topologia apresentasse uma redução de 62% do seu volume, se comparado ao do indutor das topologias tradicionais de filtros *shunt* trifásicos. Além disso, a redução do volume final do filtro foi de 41%, lembrando que o cálculo realizado foi bastante conservador, pois a corrente fundamental que circula pelo indutor *shunt* trifásico convencional não foi considerada. Portanto,



maiores reduções podem ser alcançadas, seguindo os passos apresentados e discutidos aqui. Dessa forma, uma alternativa simples, barata e com dimensões reduzidas foi apresentada e comprovada face às consagradas formas de filtragem passiva existentes.

Em seguida, foi realizada uma comparação entre os filtros projetados neste trabalho e as técnicas já conhecidas na literatura. Assim sendo, chegou-se a conclusão que o filtro 3C1L pode apresentar a mesma qualidade de filtragem da técnica consagrada, desde que o sistema seja fortemente equilibrado. Contudo, para desequilíbrios de corrente bastante elevados, onde a realocação de cargas não seja possível, não se recomenda a filtragem utilizando a técnica proposta por esse trabalho.

Por fim, foram obtidos valores aceitáveis de THD_i em transformadores da classe comercial com o emprego de uma técnica simples, eficiente e de baixo custo, que é o filtro *shunt* trifásico 3C1L, juntamente com o filtro de bloqueio de neutro. Isso permitiu que o Fator de Distorção da corrente fosse corrigido, juntamente com o Fator de Deslocamento. Como resultado final, o Fator de Potência da instalação foi levado a valores acima dos estipulados por normas do setor. Cabe enfatizar que todos os resultados alcançados podem ser perfeitamente estendidos para sistemas da classe residencial.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] KASSICK VALMOR, Enio. *Harmônicas em Sistemas Industriais de Baixa Tensão*. Florianópolis, 2005. Publicação Interna do INEP.
- [2] KASSICK VALMOR, Enio; OLIVEIRA HENRIQUE, Roniere; EICHELBERGER, Rafael. *Cargas Lineares e Não-Lineares e Fator de Potência*. Olinda, XVIII Seminário Nacional de Distribuição de Energia Elétrica - SENDI, 2008.
- [3] OLIVEIRA HENRIQUE, Roniere; KASSICK VALMOR, Enio; EICHELBERGER, Rafael. *Chuveiros Elétricos com Controle Eletrônico de Temperatura: Impactos no Sistema*. VIII Conferência Brasileira Sobre Qualidade de Energia Elétrica - CBQEE. Blumenau, 2009.
- [4] SCHWARZ, J. *Estudo de Proposta pra Redução de Conteúdo Harmônico em Uma Planta Industrial*. Florianópolis, 2006. Trabalho de Especialização, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [5] OLIVEIRA HENRIQUE, Roniere; KASSICK VALMOR, Enio; EICHELBERGER, Rafael. *Filtragem Passiva da 3ª Harmônica de Corrente em Sistemas Comerciais e Residenciais Utilizando Filtro Shunt 3C1L*. VIII Conferência Brasileira Sobre Qualidade de Energia Elétrica - CBQEE. Blumenau, 2009.
- [6] OLIVEIRA HENRIQUE, Roniere; KASSICK VALMOR, Enio; EICHELBERGER, Rafael. *Cargas Lineares e Não-Lineares e Fator de*



- Potência*. Olinda, XVIII Seminário Nacional de Distribuição de Energia Elétrica - SENDI, 2008.
- [7] NUNES BELCHIOR, Fernando. *“Uma nova abordagem à filtragem de harmônicos através de dispositivos eletromagnéticos”*. Uberlândia, 2006. Tese de doutorado, Universidade Federal de Uberlândia.
- [8] GIRGIS, A.A et All, Testing the Performance of Three-Phase Induction Watthour Meters in Presence of Harmonics Distortion. *IEEE Trans. On Industry Applications*, vol.26, n° 4, July/August 1990, pp 689-695.
- [9] AURÉLIO QUADROS, Marco *“Filtragem Passiva de Harmônicas em Instalações Elétricas”*, Florianópolis, 1999. Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [10] IGNATOWICZ, Estefano; BRAZ, Rogério. Avaliação de Harmônicas no Barramento Secundário dos Transformadores Trifásicos de Baixa Tensão. *Anais do Evento*, SENDI-2006.
- [11] POTTKER DE SOUZA, Fabiana. *“Correção do Fator de Potência para Instalações de Baixa Potência Empregando Filtros Ativos”*, Florianópolis, 2000. Tese de Doutorado, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [12] ABNT - NBR 5440, *Transformadores para redes aéreas de distribuição – Padronização*, 1999.
- [13] DUGAN, R. C.; MCGRANACHAN, M. F.; SANTOSO, S.; BEATY, H. W., *Electrical power systems quality* – 2nd ed. New York. McGraw-Hill, 2003.
-

- [14] BARBI, Ivo. *Eletrônica de Potência*, 6º Edição. Inep- Universidade Federal de Santa Catarina, Ed. do autor, 2006.
- [15] Agência Nacional de Energia Elétrica - ANEEL. *Procedimentos de distribuição de energia elétrica no sistema elétrico nacional - PRODIST*, Dezembro de 2008.
- [16] COLONEL, Wm; MCLYMAN, T. *Transformer and Inductor Design Handbook*– 3rd ed., Revised and Expanded, New York. Marcel Dekker.
- [17] IEEE Standard 519-1992, *IEEE Recommended Practices and requirements for Harmonic Control in Eletrical Power Systems*, 1993.
- [18] RESENDE, J. W.; NASCIMENTO, R. P.; Procedimentos para Determinação de Filtros Harmônicos Sintonizados, Incluindo Análise de Desempenho e Suportabilidade. *O Setor Elétrico*, Ano 3, vol. 30, Julho 2008, pp 42-52.
- [19] IEEE Standard 18-2002, IEEE Standard for Shunt Capacitor. October, 2002.
- [20] IEEE C57.110-1986. *IEEE Recommended Practice for Establishing Transformer Capability When Supplying Nonsinusoidal Load Currents (ANSI)*. 1986.
- [21] Agência Nacional de Energia Elétrica - ANEEL, *RESOLUÇÃO N.º 456*, DE 29 DE NOVEMBRO DE 2000.
- [22] PINTO DO NASCIMENTO, Rogério. “*Propostas de Procedimentos para Projetar Filtros Harmônicos a Partir de um Programa de Penetração Harmônica, Incluindo Cálculos de Desempenho e de Suportabilidade*”,



Uberlândia, 2007. Dissertação de mestrado, Universidade Federal de Uberlândia.

- [23] Agência Nacional de Energia Elétrica - ANEEL, *RESOLUÇÃO N.º 414*, DE Setembro de 2010.